

TEHNICI SPECIALE ÎN REȚELELE DE DISTRIBUȚIE DE CLOCK PE CHIP-URI

Teză destinată obținerii
titlului științific de doctor inginer
la
Universitatea Politehnica Timișoara
în domeniul inginerie Electronică
și Telecomunicații
de către

Andrei Pașca

Conducător științific: prof.univ.dr.ing. Mircea Ciugudean
Referenți științifici: prof.univ.dr.ing. Cosmin Radu Popa
prof.univ.dr.ing. Aldo De Sabata
conf.univ.dr.ing. Marius Neag

Ziua susținerii tezei: 23 mai 2016

Seriile Teze de doctorat ale UPT sunt:

- | | |
|---|--|
| 1. Automatică | 9. Inginerie Mecanică |
| 2. Chimie | 10. Știința Calculatoarelor |
| 3. Energetică | 11. Știința și Ingineria Materialelor |
| 4. Ingineria Chimică | 12. Ingineria sistemelor |
| 5. Inginerie Civilă | 13. Inginerie energetică |
| 6. Inginerie Electrică | 14. Calculatoare și tehnologia informației |
| 7. Inginerie Electronică și Telecomunicații | 15. Ingineria materialelor |
| 8. Inginerie Industrială | 16. Inginerie și Management |

Universitatea Politehnică Timișoara a inițiat seriile de mai sus în scopul diseminării expertizei, cunoștințelor și rezultatelor cercetărilor întreprinse în cadrul Școlii doctorale a universității. Seriile conțin, potrivit H.B.Ex.S Nr. 14 / 14.07.2006, tezele de doctorat susținute în universitate începând cu 1 octombrie 2006.

Copyright © Editura Politehnică – Timișoara, 2013

Această publicație este supusă prevederilor legii dreptului de autor. Multiplicarea acestei publicații, în mod integral sau în parte, traducerea, tipărirea, reutilizarea ilustrațiilor, expunerea, radiodifuzarea, reproducerea pe microfilme sau în orice altă formă este permisă numai cu respectarea prevederilor Legii române a dreptului de autor în vigoare și permisiunea pentru utilizare obținută în scris din partea Universității Politehnică Timișoara. Toate încălcările acestor drepturi vor fi penalizate potrivit Legii române a drepturilor de autor.

România, 300159 Timișoara, Bd. Republicii 9,
Tel./fax 0256 403823
e-mail: editura@edipol.upt.ro

Cuvânt înainte

Totul a pornit de la o frustrare tehnologică legată de nișa de piață foarte îngustă pentru care exista firma la care mi-am început activitatea. Obiectul de lucru era producerea de spectrometre pentru radioastronomie, pornind de la circuitele integrate de mare performanță proiectate de către noi. Dar câte centre de radioastronomie există la nivel mondial? Și câte dintre aceste centre au nevoie de spectrometre digitale de banda foarte largă? Evident, răspunsul la aceste întrebări este extrem de puține, de unde deriva și îngustimea nișei de piață.

O consecință directă era că circuitele proiectate la Timișoara se produceau în serii foarte mici, folosind servicii de tipul wafer multiproiect – numărul total de bucăți pe care-l puteam obține era sub 100. Acest lucru, combinat cu cerințele drastice de proiectare – ca exemplu, unul dintre sistemele proiectate în 130nm avea frecvența de operare de 3.5GHz și calcula pe 20 de biți funcția de autocorelație în 1024 puncte – ne forța să împingem performanțele circuitelor integrate spre limitele tehnologice ale proceselor de fabricație. Astfel, vorbeam de performanțe tipice pentru clock de 4.5 – 5GHz, deși ceea ce noi trebuie să oferim era doar de 3.5GHz. Neavând luxul de a produce cel puțin câteva sute de mii de bucăți din care să facem o sortare, sistemele noastre trebuiau să funcționeze indiferent de condițiile de proces rezultate în urma fabricării celor sub 100 de bucăți, chiar și dacă tranzistoarele rezultate pe pastila de siliciu corespundeau cazului cel mai defavorabil.

Partea frustrantă era că dificultățile majore nu le întâlneam la proiectarea familiei de porți logice, ci la distribuirea eficientă a semnalului de tact pe pastila de siliciu – de multe ori, încărcarea capacitivă a liniei de clock era de așa manieră încât, orice configurație alegeam pentru rețeaua de distribuție, exista cel puțin un nivel ierarhic unde câștigul la frecvența de lucru era subunitar.

La propunerea domnului prof. dr. ing. Mircea Ciugudean, s-a conturat ideea unei alte abordări pentru realizarea distribuției semnalului de clock. Metoda salfazică (cu denumirea derivată din salt de fază) era deja propusă pentru sistemele cu placi echipate însă nimeni nu încercase o abordare la nivel de circuit integrat. Așadar, am început să investighez problema ca temă pentru lucrarea de dizertație și, spre surprinderea noastră, rezultatele obținute ne-au depășit cu mult așteptările. Se întrevedea, practic, o nouă lume pentru rețelele de distribuție de clock, realizate direct ca structuri bidimensionale, pe întreaga suprafață de siliciu. Următorul pas firesc a fost propunerea ca tema de cercetare pentru doctorat a acestei noi lumi.

Între timp au fost sușuri și coborâșuri – printre altele, firma unde a fost lansată problema și-a încetat activitatea – dar tema a rămas mereu ca o provocare, strecurată printre activitățile curente.

Mulțumiri deosebite se cuvin conducătorului de doctorat prof.dr.ing. Mircea Ciugudean pentru evidențierea acestui noi drum posibil pentru rețelele de distribuție de tact în circuitele integrate de mare performanță. În plus, domnul profesor a știut când să insiste astfel încât rezultatele cercetărilor să se concretizeze în lucrările științifice publicate, respectiv în prezenta teză.

De asemenea, soției mele trebuie să-i mulțumesc în mod deosebit pentru răbdarea arătată precum și pentru imboldurile primite, fără de care activitatea (în mare parte nocturnă) de cercetare nu ar fi fost posibilă.

Mulțumiri aduc și unor colegi care mi-au oferit o mână de ajutor, fie de ordin administrativ, fie de ordin tehnic. Mă refer, printre alții, la Cosmin, Vali sau Dan.

Pașca, Andrei

Tehnici speciale în rețelele de distribuție de clock pe chip-uri

Teze de doctorat ale UPT, Seria 7, Nr. YY, Editura Politehnica, 2016, 187 pagini, 71 figuri.

Cuvinte cheie: salfazic, rețea de distribuție de clock, distribuție bidimensională, suprafețe salfazice, discuri salfazice, discuri pseudo-ortogonale, discuri pseudo-sferice, compensarea pierderilor.

Rezumat:

Primul capitol face o trecere în revistă a soluțiilor actuale de distribuire a semnalului de clock pe circuitele integrate. Sunt detaliate problemele specifice arătându-se că distribuirea tactului (cel puțin) își păstrează gradul de dificultate, indiferent de procesul de fabricație. Dintre soluțiile curente, sunt detaliate topologiile standard, cu buffere, respectiv topologiile alternative destinate îmbunătățirii performanțelor de viteză sau de putere consumată.

Următorul capitol prezintă condițiile necesare realizării distribuției salfazice la nivel de circuit integrat – necesitatea compensării pierderilor liniilor de transmisie, impactul compensării asupra proprietăților structurilor folosite, metode de compensare automată și, nu în ultimul rând, propune o familie de circuite logice capabilă să lucreze cu semnalul distribuit salfazic.

Al treilea capitol extinde în mod original metoda de distribuire salfazică a semnalului de tact la structuri bidimensionale detaliind structuri ortogonale, respectiv radiale, cu comportament simulat (ortogonal sau sferic).

Ultimul capitol cuprinde concluziile ce se pot trage în urma activității de cercetare întreprinse în vederea elaborării tezei de doctorat.

CUPRINS

| | |
|---|-----|
| Capitolul 1 Introducere | 1 |
| 1.1 Circuitele sincrone și rețele de distribuție a semnalului de tact..... | 1 |
| 1.2 Probleme specifice ce apar în distribuția semnalului de tact..... | 5 |
| 1.3 Topologii uzuale pentru rețelele de distribuție a tactului | 13 |
| 1.3.1 Rețele de distribuție cu buffere (arbori nestructurați) | 13 |
| 1.3.2 Rețele de distribuție de tact în H sau X..... | 14 |
| 1.3.3 Impactul neîmperecherii tranzistoarelor asupra nealinierilor în rețelele de distribuție cu buffere | 16 |
| 1.4 Soluții alternative pentru distribuția semnalului de tact | 24 |
| 1.4.1 Rețele de distribuție cu salt redus de tensiune..... | 24 |
| 1.4.2 Rețele de distribuție de tact cu realiniere..... | 28 |
| 1.4.3 Rețele de distribuție de clock rezonante | 31 |
| 1.5 Rețele de distribuție salfazice – obiectivul tezei de doctorat..... | 35 |
| 1.6 Concluzii | 40 |
| Capitolul 2 Distribuția salfazică la nivel de circuit integrat..... | 43 |
| 2.1 Condiții generale pentru distribuția salfazică..... | 44 |
| 2.2 Linia de transmisie cu pierderi compensate | 48 |
| 2.2.1 Constanta de propagare pentru linia cu pierderi compensate..... | 49 |
| 2.2.2 Impedanța caracteristică pentru linia compensată | 51 |
| 2.2.3 Condiția de reflexie totală la sarcină pentru linia compensată..... | 53 |
| 2.2.4 Condiția de reflexie totală pentru configurația salfazică | 56 |
| 2.2.5 Coeficientul de reflexie la sarcina modulată | 57 |
| 2.3 Metoda de compensare automată a pierderilor liniilor de transmisie pentru operarea salfazică | 59 |
| 2.3.1 Configurația de undă staționară pe linia de transmisie integrată pe siliciu, în prezența surselor de eroare | 61 |
| 2.3.2 Arhitectura schemei de compensare automate a pierderilor | 65 |
| 2.4 Circuit convertor de impedanță negativă pentru compensarea pierderilor liniilor de transmisie | 67 |
| 2.5 Circuit sincron pentru operare cu semnal de tact salfazic | 75 |
| 2.6 Concluzii | 87 |
| Capitolul 3 Extensii salfazice bidimensionale originale | 89 |
| 3.1 Introducere | 89 |
| 3.1.1 Modelarea în coordonate carteziane | 90 |
| I. Modelarea rezistenței bidimensionale..... | 90 |
| II. Modelarea conductanței bidimensionale | 91 |
| III. Modelarea capacității bidimensionale..... | 92 |
| IV. Modelarea inductanței bidimensionale..... | 93 |
| 3.1.2 Modelarea în coordonate polare..... | 95 |
| I. Modelarea rezistenței | 96 |
| II. Modelarea capacității și a conductanței..... | 97 |
| III. Modelarea inductanței | 98 |
| 3.2 Configurații cvadrilaterale ortogonale salfazice originale..... | 100 |
| 3.2.1 Considerente electromagnetice | 100 |

| | |
|---|-----|
| 3.2.2 Modelul echivalent cu parametri de circuit concentrați..... | 103 |
| 3.2.3 Configurații cvadrilaterale ortogonale practice..... | 111 |
| I. Suprafață salfazică cu excitație separată salfazică..... | 112 |
| II. Configurație salfazică ortogonală neregulată..... | 113 |
| III. Configurație salfazică ortogonală în E, complet cvasi-TEM..... | 116 |
| IV. Configurație ortogonală în E, complet salfazică..... | 117 |
| 3.3 Discuri salfazice originale..... | 119 |
| 3.3.1 Considerente electromagnetice..... | 119 |
| 3.3.2 Modelul echivalent cu parametri de circuit concentrați..... | 121 |
| 3.3.3 Model echivalent pentru discuri pseudo-ortogonale..... | 129 |
| 3.3.4 Model echivalent pentru discuri pseudo-sferice..... | 132 |
| 3.3.5 Metode de ajustarea a parametrilor discurilor..... | 138 |
| 3.3.6 Discuri salfazice practice..... | 144 |
| I. Discuri salfazice inversate..... | 146 |
| II. Discuri evantai salfazice inversate..... | 149 |
| III. Discuri salfazice de rază simulată..... | 150 |
| 3.4 Concluzii..... | 152 |
| Capitolul 4 Concluzii, contribuții și direcții noi de cercetare..... | 154 |
| Anexa A1 Algoritm de compensarea automată a pierderilor liniilor de transmisie..... | 162 |
| Anexa A2 Determinarea parametrilor de model pentru tratarea în coordonate carteziene și polare a suprafețelor salfazice..... | 172 |
| Anexa A3 Configurații salfazice cvadrilaterale ortogonale..... | 175 |
| Anexa A4 Discuri salfazice..... | 178 |
| Referințe..... | 184 |

Capitolul 1

Introducere

1.1 Circuitele sincrone și rețele de distribuție a semnalului de tact

Începută undeva după mijlocul secolului trecut, evoluția exponențială a electronicii digitale a adus în buzunarul aproape fiecărui locuitor al pământului cel puțin un sistem capabil să opereze prelucrări asupra unui semnal în domeniul gigaherzților, controlat de un procesor integrat pe aceeași pastilă de siliciu, alături de cel puțin o memorie nevolatilă de dimensiuni care, în momentul primelor încercări de formulare ale legii lui Moore, păreau inimaginabile (nu atât în sensul realizării lor fizice, cât mai mult în cel al utilității lor). În plus, evoluția exponențială a electronicii din anii acestui început de secol este pe cale să înlocuiască din toate buzunarele pământenilor sistemul de mai sus, în fapt un simplu telefon mobil, cu alte sisteme capabile să proceseze concomitent informație audio, informație video captată în timp real, să efectueze calcule vectoriale 3D, în timp ce, în permanență, comunică printr-o conexiune fără suport material (operând tot în domeniul microundelor) cu sisteme localizate fizic oriunde altundeva pe planetă, fie la un metru distanță, fie la 20 de mii de kilometri depărtare. Telefoanele inteligente de astăzi (smartphone), pe cât par de avansate la momentul actual, vor continua să evolueze spre viteze de operare și volume de calcul superioare, în volume fizice din ce în ce mai mici.

Dar acest domeniu al telecomunicațiilor (aflat acum la confluență cu domeniul sistemelor de calcul) este doar un singur exemplu din multitudinea de domenii în care sistemele de procesare numerică au devenit ubiquie – de la laboratoarele de cercetare în fizica nucleară sau a particulelor elementare, trecând poate la aeronautică, la automobile, până la simple electrocasnice sau la etichetele electronice inteligente ce încep să apară pe rafturile magazinelor („electronic shelf labels”).

Domeniul telecomunicațiilor este însă un exponent al tendințelor societății pe baza căruia se pot trage câteva concluzii importante cu privire la evoluția sistemelor de prelucrare numerică. În „Circuite și sisteme digitale”, Gheorghe Ștefan [1] spunea că „timpul este un parametru foarte important în funcționarea unui sistem digital. Teoretic, orice funcție [...] se poate realiza cu un circuit combinațional într-un timp constant [...] numai cu un efort structural pe care [...] nu-l putem susține tehnologic. Soluționarea unei probleme printr-o secvență de operații, permite reducerea drastică a efortului structural printr-o creștere *tolerabilă* a timpului de execuție”, subliniind cuvântul „tolerabilă” aparținând autorului citat. Totuși, evoluția fulminantă din domeniul telecomunicațiilor demonstrează cât de restrânsă este în realitate această toleranță pentru timpi de execuție mai mari.

Scurtarea timpilor de execuție se poate obține fie funcțional prin creșterea frecvenței de operare, fie structural, prin creșterea paralelismului la procesare dar și prin complexitatea, respectiv dimensiunea fizică a sistemului ($S(n)$ definită în [1] ca numărul de elemente funcționale elementare în funcție de numărul total de intrări; dimensiunea fizică efectivă ca arie de siliciu ocupată este posibil să rămână relativ constantă sau chiar să scadă prin trecerea la o generație nouă de tehnologie). Evident, printr-o abordare combinată a celor două metode se obține o soluție de compromis în care rezultă satisfacerea cerințelor de viteză fără o creștere a frecvenței de operare spre, sau chiar peste, limita tehnologică, respectiv, fără o creștere a complexității peste limita de înțelegere a inginerilor proiectanți. **Totuși, în oricare dintre situațiile de mai sus s-ar găsi un sistem, se constată că evoluția produsului dintre dimensiunea lui $S(n)$, respectiv frecvența lui de funcționare F , $S(n) \cdot F$ este cel puțin constantă, dacă nu chiar crescătoare ***.

Un rol major în această evoluție fulminantă l-a jucat dezvoltarea limbajelor de descriere hardware, care prin flexibilitatea și performanțele instrumentelor de sinteză ce le oferă permit o gestionare mai comodă a complexității crescândă a circuitelor. Succesul acestora ascunde însă o problemă fundamentală – trecând peste lipsa de transparență din ce în ce mai evidentă cu privire la implementarea fizică rezultată din descrierea de nivel înalt, evoluție care este în strânsă legătură cu creșterea și gestionarea complexității soluțiilor, limbajele de descriere hardware lasă impresia falsă că proiectarea se termină după o sinteză reușită, urmată de o verificare reușită de încadrare în specificații (funcționale, conform cerințelor clienților, respectiv de timing). În mod cert, în cazul lucrului cu sisteme logice programabile (de genul FPGA, CPLD, eventual programabile prin mască), la o primă vedere aceasta este și realitatea.

Adevărul este însă că limbajele de descriere hardware se ocupă doar de rezolvarea problemei a cărei soluție este $S(n)$. Pentru problema reală, cea a realizării pastilei de siliciu care să răspundă cerințelor de proiectare, problemă a cărei soluție este $S(n) \cdot F$, limbajele de descriere hardware creează cel mult condițiile inițiale prin restricțiile de timing ce au fost impuse blocurilor ce formează $S(n)$. Proiectarea se termină cu adevărat doar în momentul în care a fost creată descrierea completă pentru rețeaua de distribuție a semnalului de tact care să acopere întreaga suprafață determinată de $S(n)$.

În cazul sistemelor programabile de tip FPGA sau CPLD se disting două etape distincte – cea a proiectării efective a structurii fizice, unde se aplică toate restricțiile și constrângerile tehnologice sau din caietul de sarcini, respectiv cea a utilizării structurii, cu care se confruntă majoritatea proiectanților de sisteme digitale. Succesul pe care îl au aceste circuite programabile, împreună cu succesul limbajelor de descriere hardware, sunt în mare parte responsabile pentru impresia incorectă că specificarea lui $S(n)$ garantează și funcționarea în aplicația finală a sistemului proiectat.

Rețeaua de distribuție de tact (sau de clock, în lucrarea de față, cei doi termeni vor fi folosiți în mod interschimbabil) realizează practic controlul sau sincronizarea fluxului de date pe diferitele conexiuni necesare funcționării sistemului conform definiției. Din acest punct de vedere se poate spune că semnalul de tact acționează asupra blocurilor funcționale ca un întrerupător, permițând transportul

* **Pentru evidențierea contribuțiilor autorului, referirile la lucrările proprii, relațiile, figurile și comentariile autorului vor fi marcate în teză cu caractere bold.**

rezultatelor intermediare între nivelurile logice consecutive doar atunci când este îndeplinită condiția de sincronizare.

Totodată, semnalul de tact definește și o referință de timp globală față de care fiecare dintre blocurile funcționale poate să aibă o abatere limită bine controlată (definită prin restricțiile de timing impuse în momentul descrierii funcției implementate). Deviațiile necontrolate față de momentele de timp stabilite de către semnalul de tact pot produce o modificare a definiției sistemului – de exemplu, o decalare înainte a unui moment de eșantionare se poate echivala cu prelevarea unui eșantion anterior celui dorit, deci, din punctul de vedere al definiției sistemului digital, se poate echivala cu introducerea unui etaj suplimentar de întârziere, cu efecte ce pot trece neobservate pe întreaga durată de exploatare sau care duc imediat sistemul într-o stare nedefinită, cu efecte ce pot pune în pericol chiar integritatea corporală a utilizatorului final.

Se poate arăta relativ ușor că produsul $S(n) \cdot F$ introdus mai sus este un indicator suficient de bun în ce privește estimarea efortului pe care trebuie să-l facă rețeaua de distribuție de tact. Pentru o aproximație de ordinul I, se definește E_{CK} efortul per tranzistorul unitate oferit de tehnologia selectată ca fiind raportul dintre curentul necesar încărcării și descărcării ciclice a capacităților parazite prezente în nodurile acționate de către semnalul de tact și curentul maxim furnizat de către tranzistorul elementar, conform ecuației (1.1). Ca o observație, această definiție se reduce la dimensionarea unui tranzistor fictiv, multiplu al tranzistorului unitate, folosit în rețeaua de distribuție de clock ca parte a unui buffer capabil să comande singur întreaga capacitate prezentă pe linia de tact.

Curentul necesar distribuirii semnalului de clock se aproximează pe baza valorii slew-rate-ului semnalului, respectiv pe baza valorii capacității parazite acționate C_{CK} (estimată în funcție de dimensiunea descrierii sistemului $S(n)$ și o constantă de sistem k). Cu acestea, se poate scrie:

$$E_{CK} = \frac{I_{CK}}{I_D} \quad (1.1)$$

$$I_{CK} = C_{CK} \cdot SR \quad (1.2)$$

$$SR \approx \frac{V_{DD}}{0.25 \cdot T_{CK}} = 4 \cdot V_{DD} \cdot F_{CK} \quad (1.3)$$

Pentru determinarea slew-rate-ului semnalului de tact se consideră că acesta are o formă trapezoidală, cu fronturile având ca durată un sfert din perioada semnalului [2]. Continuând calculele:

$$C_{CK} \approx k \cdot S(n) \cdot C_{GU} \quad (1.4)$$

$$I_{CK} = 4 \cdot k \cdot S(n) \cdot C_{GU} \cdot V_{DD} \cdot F_{CK} \quad (1.5)$$

$$I_D = \frac{1}{2} \cdot \mu \cdot C_{OX} \cdot \frac{W}{L} \cdot (V_{GS} - V_{TH})^2 \quad (1.6)$$

În relațiile de mai sus s-a notat cu C_{GU} capacitatea de poartă a tranzistorului elementar (dată de aria $W \cdot L$ a tranzistorului, respectiv de mărimea tehnologică C_{OX} – capacitatea pe unitatea de suprafață a oxidului folosit la definirea regiunii porții tranzistoarelor, specifică procesului). În relația pentru curentul de drenă al tranzistorului, μ reprezintă mobilitatea purtătorilor de sarcină iar V_{TH} este tensiunea de prag a tranzistorului elementar.

4 Introducere - 1

În mod uzual, tensiunea de prag a tranzistorului este o fracțiune din tensiunea de alimentare V_{DD} , pentru procesele digitale fiind undeva între 20÷33% [2], [3] din ea. O altă aproximație (destul de bună pe durata frontului activ) este că tensiunea aplicată între grila și sursa tranzistorului coincide cu tensiunea de alimentare [3]:

$$I_D = \frac{1}{2} \mu \cdot C_{OX} \cdot \frac{W}{L} \cdot 0.75^2 \cdot V_{DD}^2 \quad (1.7)$$

$$I_D \approx \frac{1}{4} \mu \cdot \frac{C_{GU}}{L^2} \cdot V_{DD}^2 \quad (1.8)$$

Revenind la definiția pentru efortul per tranzistorul unitar, se obține:

$$E_{CK} = \frac{4 \cdot k \cdot S(n) \cdot C_{GU} \cdot V_{DD} \cdot F_{CK}}{\frac{1}{4} \cdot \mu \cdot \frac{C_{GU}}{L^2} \cdot V_{DD}^2} \quad (1.9)$$

$$E_{CK} = \frac{16 \cdot L^2}{\mu \cdot V_{DD}} \cdot k \cdot S(n) \cdot F_{CK} \quad (1.10)$$

$$E_{CK} = \theta \cdot k \cdot S(n) \cdot F_{CK} \quad (1.11)$$

unde termenul θ este un parametru ce depinde de procesul tehnologic. Se observă că mărimea astfel definită depinde în mod direct de produsul dintre dimensiunea sistemului și frecvența de operare.

Considerând acum o scalare fictivă în câmp constant a tehnologiei conform [2], [4] determinată de parametrul a , se va produce o scădere de a ori a tensiunii de alimentare și respectiv de a^2 ori a ariei ocupate datorită reducerii de a ori a ambelor dimensiuni litografice W și L . Teoretic, această scalare ar putea suporta și o creștere a frecvenței maxime în același raport a , însă, de multe ori, așa cum a fost expus și mai sus, se face un compromis între scalarea ariei de siliciu ocupate și a frecvenței maxime de funcționare. De aceea, se consideră o scalare de C_F ori a frecvenței de funcționare. Creșterea complexității definiției sistemului se traduce printr-o creștere proporțională a dimensiunii lui. **Pentru că s-a asimilat o relație liniară între dimensiunea circuitului și numărul de intrări, o creștere de C ori a numărului de intrări se poate echivala cu o creștere totală de C ori a dimensiunii lui.** Cu alte cuvinte:

$$S(C \cdot n) = C \cdot S(n) \quad (1.12)$$

Considerând scalarea tehnologică și rescriind acum relația (1.10) obținută pentru efortul per tranzistorul unitar se obține:

$$E_{CK_a} = \frac{16 \cdot \left(\frac{L}{a}\right)^2}{\mu \cdot \frac{V_{DD}}{a}} \cdot k \cdot S(C \cdot n) \cdot C_F \cdot F_{CK} \quad (1.13)$$

$$E_{CK_a} = \frac{\theta}{a} \cdot k \cdot S(C \cdot n) \cdot C_F \cdot F_{CK} \quad (1.14)$$

O concluzie interesantă ce se poate trage este faptul că termenul de proces θ se scalează și el în aceeași măsură a ca parametrii geometrici W și L .

Comparând relația pentru efortul sistemului scalat (1.14) cu cea pentru sistemul inițial (1.11) (făcând raportul între ele și ținând cont și de relația (1.12) pentru dimensiunea descrierii sistemului) se obține:

$$\frac{E_{CK_a}}{E_{CK}} = \frac{S(C \cdot n) \cdot C_F \cdot F_{CK}}{a \cdot S(n) \cdot F_{CK}} \quad (1.15)$$

Adică:

$$\frac{E_{CK_a}}{E_{CK}} = \frac{C \cdot C_F}{a} \quad (1.16)$$

În momentul acesta este utilă o discuție asupra rezultatului obținut în câteva situații particulare. **Astfel, presupunând că reproiectarea pentru o viteză de procesare mai mare a sistemului s-a făcut în cadrul aceleiași nod tehnologic (echivalent cu $a = 1$) și fie a fost crescută frecvența de funcționare, fie a fost crescut paralelismul la procesare, eventual o combinație a celor două (adică cel puțin C_F sau $C \geq 1$), rezultă cel puțin o creștere a efortului la care este supusă rețeaua de distribuție de tact.**

Dacă, totuși, creșterea performanțelor s-a făcut și prin schimbarea procesului tehnologic, se pot pune în evidență câteva situații interesante. Astfel, dacă performanța a fost mărită doar prin creșterea frecvenței de funcționare în raportul permis de scalarea tehnologiei ($C_F = a$ și $C = 1$), rețeaua de distribuție a semnalului de clock va depune cel puțin același efort pentru acționarea blocurilor funcționale corespunzătoare definiției sistemului. Același lucru se petrece și dacă performanța a fost crescută doar prin creșterea complexității descrierii (deci a dimensiunii $S(n)$ a sistemului). Evident, o creștere combinată a dimensiunii și a frecvenței de funcționare, pentru a obține efectul maxim la scalarea tehnologică, duce la o creștere a efortului per tranzistorul unitar în aceeași măsură a rezultată din schimbarea procesului.

Toată această discuție arată clar că problemele puse de realizarea distribuției semnalului de tact pentru sistemele integrate complexe, în pofida micșorării dimensiunilor litografice până la dimensiuni de ordinul zecilor de nanometri, micșorare echivalentă cu creșterea în aceeași măsură a performanțelor tranzistoarelor disponibile, rămân pe un trend cel puțin constant, mult mai probabil permanent crescător. Totodată, se observă că produsul definit mai sus prin $S(n) \cdot F$, conform ecuației (1.11), caracterizează complet efortul la care este supusă rețeaua de distribuție de tact într-un nod tehnologic dat (impus prin constanta de proces θ).

1.2 Probleme specifice ce apar în distribuția semnalului de tact

Arhitectura rețelei de distribuție trebuie să fie în strânsă relație cu cea a proiectului din care face parte, strategia de distribuție de tact trebuind stabilită încă

din primele faze de proiectare a sistemului astfel încât performanțele obținute să realizeze compromisul optim între, de exemplu, frecvența maximă de lucru și consumul de putere al rețelei de distribuție de tact (care în unele cazuri poate chiar depăși 40% din puterea totală consumată [5], [6], [7]).

În cazul circuitelor integrate moderne, numărul blocurilor funcționale acționate de către semnalul de tact poate ajunge la cifre de ordinul milioanei, astfel că asigurarea unei alinieri corecte pe întreaga suprafață de siliciu consumă o bună parte din bugetul de timp alocat proiectării (doar o simplă simulare post-layout la nivel de sistem / pastilă de siliciu pentru determinarea alinierii nominale globale a semnalului de tact, fără includerea variațiilor de proces, tensiune de alimentare sau temperatură și folosind modele comportamentale pentru blocurile logice acționate, poate dura câteva ore pe sisteme de calcul multiprocesor).

În proiectarea unei rețele de distribuție de tact trebuie ținut cont de particularitățile semnalului de clock față de toate celelalte semnale vehiculate în sistem, astfel, semnalul de tact parcurge, în general, cele mai mari distanțe în interiorul unui circuit integrat, are cea mai mare frecvență, trebuie să prezinte forme de undă cât mai curate, cu timpi de ridicare / coborâre cât mai scurți, comandă sarcina cea mai mare (atât din cauza distanțelor mari, dar mai ales din cauza numărului mare de niveluri de sincronizare cerute de arhitectura sistemului) [8]. Mai mult, odată cu creșterea frecvenței de funcționare a sistemelor până la nivele de ordinul gigahertzilor, încep să se manifeste fenomene specifice propagării undelor electromagnetice în medii de transmisie, cum ar fi reflexii în diferitele puncte de discontinuitate ale traseelor (spre exemplu o ramificare din rețeaua de distribuție), reflexii la capetele (neadaptate) ale traseelor, timpi de propagare în lungul rețelei de distribuție de tact ce nu mai pot fi asimilați cu timpi de răspuns pentru rețele RC cu elemente de circuit concentrate.

În ultimii ani, mai ales de la începutul secolului acestuia, se disting două mari abordări în ceea ce privește principiile de funcționare ale rețelelor de distribuție de clock – cele lucrând pe principii convenționale, în care semnalul este trecut printr-o serie de amplificatoare – de cele mai multe ori simple inversoare – urmând apoi o distribuție pe suprafața circuitului integrat prin rețele cu încărcare capacitivă, eventual rețele rezistiv – capacitive [8], [2], [9], [10], [11], respectiv cele lucrând pe principii mai puțin convenționale (vorbind din punctul de vedere al principiilor și metodelor folosite uzual în proiectarea și sintetizarea sistemelor digitale), ce se folosesc de caracteristicile specifice mediilor de propagare prin care se efectuează distribuția semnalului de clock [12], [13], [14], [15], [16], [17]. Aceste metode neconvenționale necesită proiectarea cel puțin a unei noi familii, în general restrânse, de „porți” nestandard, fără o funcție logică atașată, însă cu rol specific în diferitele niveluri de sincronizare ale sistemului [12], [13], [15].

Se constată că cerințele pentru semnalul de tact sunt contradictorii – rețeaua de distribuție trebuind să lucreze la frecvențele cele mai mari din sistem, dar în același timp se lucrează și cu cele mai lungi trasee (care la frecvențe de ordinul sutelor de megahertzi sau al gigahertzilor, uzuale pentru circuitele integrate complexe moderne, trebuie tratate ca linii de transmisie), cu cea mai mare încărcare capacitivă. Aceste constrângeri contradictorii generează o serie de probleme care vor fi detaliate în cele ce urmează.

O primă problemă importantă a rețelelor de distribuție de tact – pentru a putea vorbi cu adevărat de referință de timp pe întreaga suprafață a pastilei de siliciu – este eroarea de aliniere (sau spus într-un cuvânt – nealiniere sau „skew”) a fronturilor active în diferite puncte ale circuitului integrat. Erorile de aliniere pot provoca eșantionări incorecte ale datelor dacă se depășește o anumită valoare

pentru frecvența semnalului de tact sau pot provoca propagarea în lanț, simultană, a valorilor logice prin circuitele de sincronizare consecutive, acestea devenind practic transparente, propagând semnalul de la intrare spre ieșire fără nici o corelație cu semnalul de tact [8], [18] (fenomenul „race”).

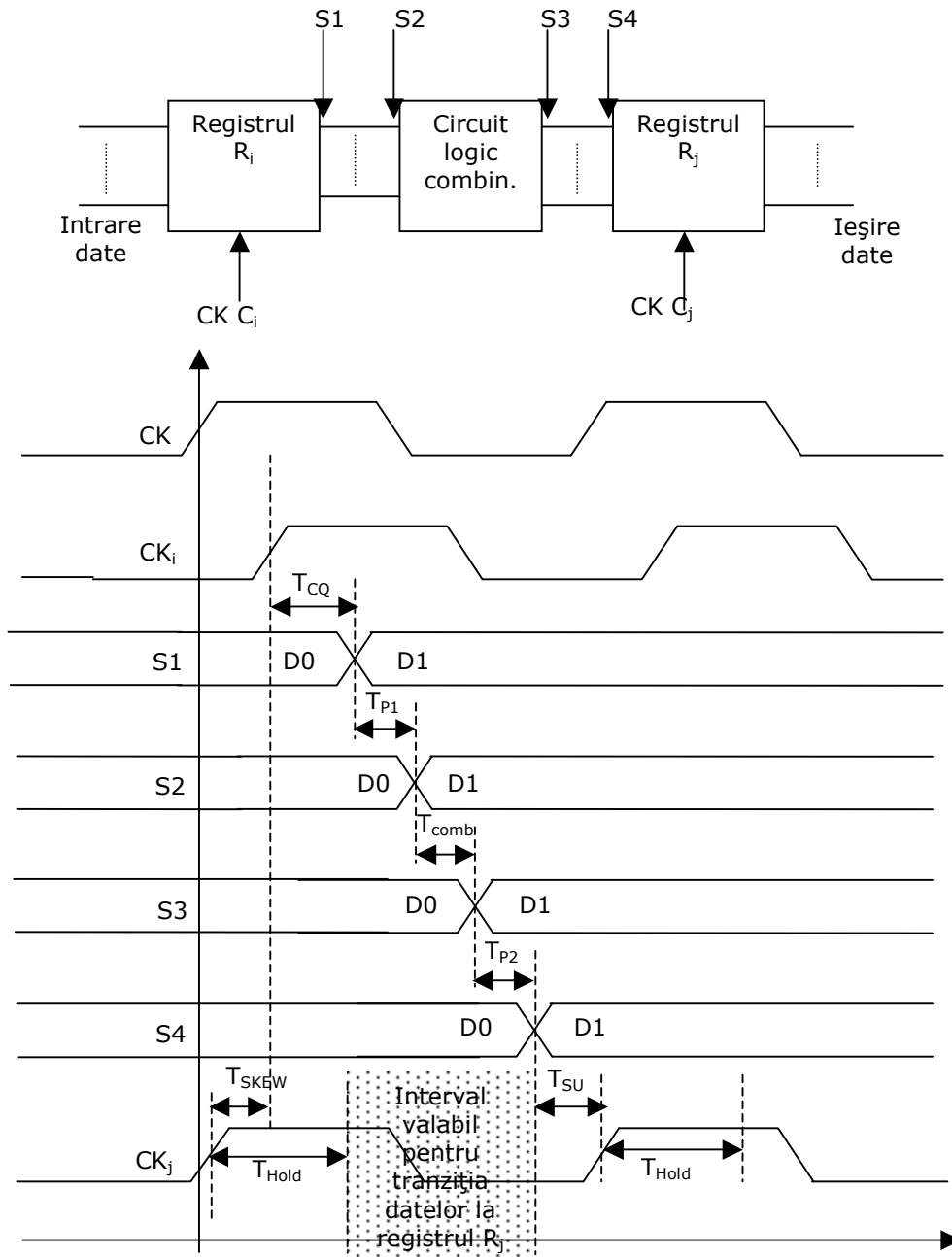


Fig.1.1 Lanț sincron cu nealiniere de tact negativă

Urmărind figura 1.1 se poate pune în evidență efectul nealiniilor asupra funcționării corecte, optime, a sistemului. Blocurile din figură reprezintă o situație tipică din sistem [8] – un lanț de procesare digitală mărginit de două elemente de sincronizare (deci acționate de către semnalul de tact) și având atașată o funcție logică oarecare reprezentată de circuitul combinațional. Trebuie menționat că pentru unele familii logice, elementul de procesare combinațional poate să fie înglobat direct în elementele de sincronizare, acestea îndeplinind concomitent ambele roluri.

Pentru fiecare din elementele din compunerea figurii se poate identifica un timp de propagare specific. De asemenea, fiecare dintre registrele ce realizează sincronizarea necesită un timp minim T_{SU} („set-up”) în care datele de intrare nu au voie să se modifice înaintea frontului activ al semnalului de tact, respectiv un timp T_{HOLD} în care, din nou, datele de intrare nu au voie să se modifice după apariția frontului activ al semnalului de tact [19], [20].

Folosind notațiile din figură se pot scrie relațiile:

$$T_{CK} \geq T_{SKEW} + T_{CQ} + T_{P1} + T_{comb_max} + T_{P2} + T_{SU} \quad (1.17)$$

$$T_{SKEW} \geq T_{HOLD} - (T_{CQ} + T_{P1} + T_{comb_max} + T_{P2}) \quad (1.18)$$

Pentru situația ideală în care semnalul de tact este perfect aliniat în toate punctele de pe circuitul integrat, perioada minimă a semnalului de tact (respectiv frecvența maximă de funcționare) ar trebui să fie limitată doar de suma timpilor de propagare pe calea de semnal cea mai lentă. Relația (1.17) pune în evidență efectul negativ al bugetului de nealiniere (reprezentat de T_{SKEW}) asupra performanțelor sistemului – cu cât nealinierea tolerată este mai mare, cu atât frecvența maximă de funcționare a sistemului va fi mai redusă, respectiv perioada semnalului de tact va fi mai mare. Pe de altă parte însă, relația (1.18) este cu atât mai ușor de îndeplinit cu cât bugetul de nealiniere este mai mare, sistemul rezultat fiind robust în fața condițiilor de „race”. În final, rolul rețelei de distribuție a semnalului de tact este să asigure transportul semnalului către toate nodurile acționate cu diferențe temporale minime între oricare două noduri electrice din sistem.

Cu unele precauții, practica a impus însă și o altă abordare în care nealinierea între diferite puncte a semnalului de tact poate să devină pozitivă, cu avantajul unei posibile creșteri a vitezei de lucru a sistemului. Totuși, asigurarea condițiilor necesare de operare indiferent de condițiile de proces, temperatură sau tensiune de alimentare ridică probleme destul de mari astfel încât decizia utilizării tehnicii trebuie luată de la caz la caz.

Matematic, pe baza figurii 1.2, se poate pune în evidență o relație ce există între perioada semnalului de tact, timpii de propagare existenți pe calea de procesare digitală a semnalului, respectiv timpii de propagare pe calea de distribuție de clock (și implicit de bugetul de nealiniere a semnalului de tact).

$$T_{CK} \geq T_{CQ} + T_{P1} + T_{comb_max} + T_{P2} + T_{SU} - T_{SKEW} \quad (1.19)$$

Totuși, satisfacerea relației anterioare nu garantează funcționarea sistemului în toate condițiile de proces. Important este ca sistemul astfel realizat să asigure și respectarea timpului de menținere a datelor după frontul activ de clock. Pentru configurația din figura 1.2, această condiție se traduce prin relația:

$$T_{SKEW} \leq T_{CQ} + T_{P1} + T_{comb_min} + T_{P2} - T_{HOLD} \quad (1.20)$$

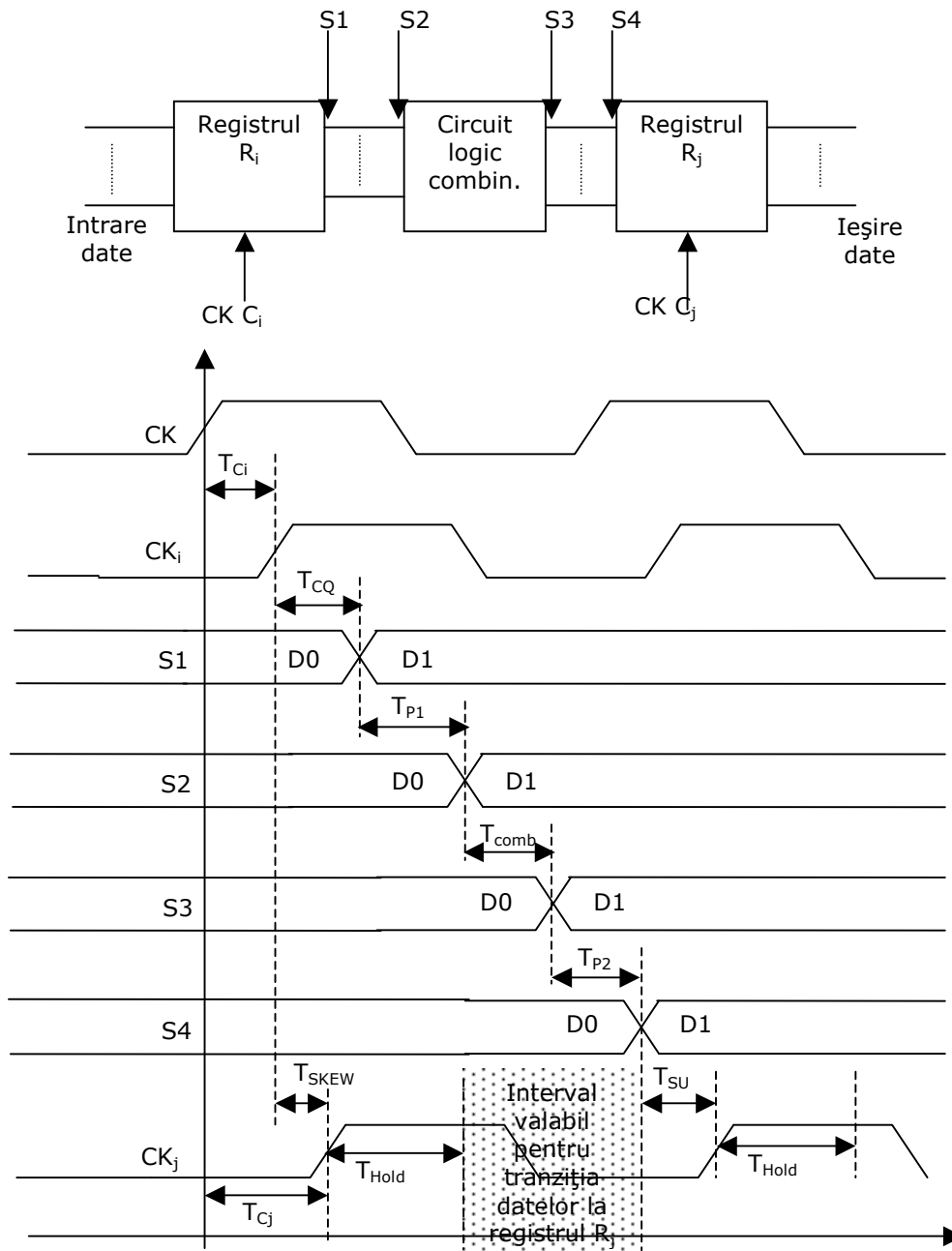


Fig.1.2 Lanț sincron cu nealiniere de tact pozitivă

Se constată că relațiile (1.19) și (1.20) impun condiții contradictorii în ce privește bugetul de nealiniere. Într-adevăr, la o primă analiză a relației (1.19) ar rezulta că performanța sistemului se poate îmbunătăți prin creșterea bugetului de nealiniere. Acest lucru este posibil prin faptul că perioada de clock poate să fie cu

atât mai mică (deci frecvența de tact cu atât mai mare) cu cât nealinierea între două puncte consecutive este mai mare. Totuși, dacă inegalitatea (1.20) nu este îndeplinită, sistemul va fi predispus la condiții de „race” – propagarea în mod transparent a datelor de intrare prin lanțul sincronizat. Asigurarea acestei condiții indiferent de parametrii de proces pentru tehnologia selectată (de exemplu, în cazul în care parametrii sunt deviați de la valoarea nominală înspre valori mai bune, rezultând un proces de tip „fast”, toți timpii de propagare din relația (1.20) devin mai mici, putându-se ajunge la situații în care bugetul de skew devine nul sau chiar negativ) poate duce la creșterea eforului de proiectare sau a complexității sistemului la niveluri la care abordarea să devină nerentabilă.

O variantă de compromis este combinarea celor două soluții de nealiniere rezultând o soluție cu nealiniere mixtă, pozitivă și negativă („cycle-stealing” [8]). În această abordare, secțiuni consecutive din lanțul de date sunt realizate cu nealiniere pe rând negativă și pozitivă. În felul acesta, pentru segmentele necritice se poate merge pe nealiniere pozitivă, permițând segmentelor critice (cu timp de propagare sau procesare mare) o perioadă extinsă pentru transportul rezultatului operațiilor de la un element de sincronizare către celălalt. Sistemul va putea lucra la o frecvență situată între cea impusă de nealinierea pozitivă, respectiv de cea impusă de nealinierea negativă. Alegând doar tronsoanele necritice pentru realizarea nealinerii pozitive, sistemul va putea funcționa fără risc de propagare transparentă prin elementele de sincronizare.

Analiza făcută anterior trebuie extinsă pentru scalarea tehnologiei de fabricație. Așa cum a fost făcută, analiza a luat în calcul și timpii de propagare pe liniile de interconexiune între diferitele elemente logice din schema bloc. În trecut, termenii dominanți erau dați de timpii de propagare prin elementele active, însă, prin scalarea agresivă impusă de legea lui Moore, acest lucru nu mai este valabil. O bună parte din bugetul de propagare este, în prezent, consumat de timpul în care semnalul parcurge magistralele de date și tact [8].

Această condiție se agravează odată cu scalarea tehnologiei deoarece, spre deosebire de dimensiunile tranzistoarelor, constantele de propagare RC pe traseele de interconectare nu se scalează în aceeași proporție sau chiar nu se scalează deloc [2], [4]. Pentru un model simplist, capacitatea parazită a unui traseu scade prin reducerea dimensiunilor traseului, însă rezistența traseului va crește în aceeași proporție astfel că produsul RC rămâne constant – realitatea scalării tehnologiilor de fabricație a introdus însă câteva măsuri speciale pentru combaterea acestui lucru cum a fost, de exemplu, trecerea de la niveluri de metalizare din aluminiu la niveluri de metalizare din cupru, acesta având rezistivitate mai bună (mai mică), sau scalarea doar în plan orizontal a nivelurilor de metalizare, păstrând aproximativ aceleași dimensiuni în secțiunea verticală (cu dezavantajul din punct de vedere al comportamentului electric a unei creșteri a efectelor de margine și a capacităților de cuplaj laterale).

Scalarea inegală a constantelor de propagare în traseele de interconexiune, vis-a-vis de timpii de propagare prin structurile logice, are ca efect o pondere din ce în ce mai mare pentru traseele de interconectare în bugetul de timing, respectiv în bugetul de putere consumată. Aceasta înseamnă că pentru o validare corectă a timingului la nivelul întregului circuit integrat este absolut necesară o simulare în care să fie incluse modele cât mai exacte (modele RC cu elemente concentrate sau distribuite, modele RLC care pot fi asimilate cu modele pentru linii de transmisie) și apropiate de situația reală (lungimile tuturor traseelor din căile de semnal desenate în layout trebuie să coincidă cu lungimile considerate în simulare) pentru

interconexiunile între unitățile logice funcționale, respectiv între diferitele ramuri ale distribuției de tact.

În propagarea semnalelor pe chip intervin următoarele surse de întârziere [8]: elementele de memorare / sincronizare prin timpul de propagare de la activarea semnalului de tact până la activarea ieșirii, circuitele logice combinaționale ce realizează funcția logică propriu zisă (cu observația că există familii de circuite logice dinamice la care cele două tipuri de circuite sunt comasate într-o singură poartă [2], [18]), circuitele de amplificare de pe liniile de distribuție de tact sau de date, respectiv rețeaua de conexiuni (cu caracteristici rezistiv – capacitive sau rezistiv – inductiv – capacitive). Erorile de aliniere între diferite puncte de pe circuitul integrat provin în mare parte din cauza diferențelor de sarcină capacitivă la intrările acționate de către semnalul de tact. **Pe lângă aceste surse care sunt predictibile, eventual cu o dependență de proces sau condițiile de funcționare, mai intervine ca sursă de nealiniere și împerecherea tranzistoarelor ce compun amplificatoarele din rețeaua de distribuție de tact [3], [21], [22], aceasta putând introduce restricții în bugetul de timing mergând până la câteva procente din perioada semnalului de tact (1.5% - 6% [3]). Ținând cont că și bugetul de skew este tot de ordinul procentelor (2% - 10%) din perioada de clock [8], este evident că erorile aleatoare în caracteristicile tranzistoarelor joacă și ele un rol ce trebuie considerat în proiectarea rețelei de distribuție de tact.**

O altă mare problemă ce intervine în construcția circuitelor integrate pe scară foarte largă (SoC – **S**ystem **o**n a **C**hip, de exemplu) este puterea disipată ce devine din ce în ce mai greu de evacuat. Aceasta se datorează, în parte, creșterii complexității proiectelor dar și progresului tehnologiilor de fabricație, prin efectele parazite pe care scalarea dimensiunilor le introduce (cum ar fi curenți statici între barele de alimentare, prezenți în porțile CMOS în urma conducției sub-prag – asociată tensiunilor de prag foarte mici specifice tehnologiilor nanometrice, dar și curenți datorăți efectelor cuantice, ca de exemplu, curenți de scurgere prin capacitatea de poartă a tranzistoarelor prin efect tunel, din cauza grosimii foarte mici a oxidului) [23]. Evident, o distribuție de tact ce consumă 40% din puterea totală a sistemului devine din ce în ce mai incomodă (costisitoare), trebuind luate măsuri active încă de la definirea arhitecturii sistemului pentru a reduce ponderea afectată rețelei de distribuție de clock din puterea totală disipată de către pastila de siliciu [6], [7], [8], [24]. Analizând formula pentru puterea consumată în regim dinamic de către o rețea de distribuție a tactului, lucrând pe principii convenționale [2], $P = C \cdot f_{CK} \cdot V_{DD}^2$, se constată că pentru o arhitectură impusă (deci $S(n)$ fixat), reducerea puterii disipate se poate face doar prin manevrarea între anumite limite, a celor trei mărimi ce intervin în formulă – capacitatea acționată C , frecvența de funcționare f_{CK} , respectiv tensiunea de alimentare V_{DD} .

Din cele trei mărimi, intervenția cea mai dificilă este cea asupra capacității ce trebuie comandate de către semnalul de tact întru-cât această capacitate depinde în cea mai mare parte de arhitectura sistemului și familia de porți logice folosite în implementare. Totuși, există unele abordări care reușesc să reducă puterea disipată cu câteva procente fără a modifica definiția funcției implementate, jonglând doar cu dimensiunile bufferelor de clock de pe liniile pe care întârzierea nu este una critică [8]. Astfel, acolo unde condițiile de timing permit o nealiniere mai mare, amplificatorul de pe linia de tact poate fi ușor subdimensionat (de obicei este vorba despre ultimele niveluri care acționează direct asupra elementelor de circuit sincronizate), reducându-se astfel încărcarea capacitivă de pe nodurile intermediare ale rețelei de distribuție.

Modificarea frecvenței de funcționare, având arhitectura sistemului impusă de alte constrângeri de proiectare, se poate face doar în sensul în care blocuri inactive la un moment dat fie vor avea semnalul de tact oprit, fie (mai ales în situația implementării lor într-o familie de porți logice dinamice) vor avea frecvența de tact redusă la minimum necesar menținerii unei stări determinate pentru blocul respectiv [8], [24]. Ca o observație, această reducere a frecvenței de comutare va avea un impact nu doar asupra rețelei de distribuție de clock ci și asupra puterii disipate de restul circuitului integrat deoarece și nodurile intermediare dintre circuitele logice combinaționale vor comuta cu o frecvență redusă.

Intervenția cu impactul cel mai mare este acțiunea asupra tensiunii de alimentare datorită ridicării la pătrat a termenului din formula pentru puterea dinamică. Totuși, pentru că reducea globală a tensiunii de alimentare ar avea un impact mult prea mare asupra caracteristicilor sistemului, se preferă reducerea alimentării (sau a excursiei de tensiune – „swing”) pe netul sau neturile din rețeaua de tact [6], [7]. Astfel, cel puțin la nivel teoretic, o reducere cu 50% a saltului de tensiune va duce la o scădere cu 75% a puterii consumate de către distribuția semnalului de tact. Se constată însă că această metodă de reducere a puterii necesită dezvoltarea unei întregi familii logice capabile să lucreze în condițiile impuse de un semnal de tact redus ca amplitudine, făcând ca metoda să fie undeva la granița dintre metodele standard și metodele neconvenționale.

În cazul rețelelor de distribuție de clock lucrând la frecvențe foarte mari, așa cum a mai fost spus, nu mai este posibilă asimilarea traseelor pe care se realizează distribuția semnalului de tact ca elemente de circuit concentrate, plasate ca sarcină la ieșirea amplificatoarelor de clock. La aceste frecvențe trebuie deja ținut cont de caracterul distribuit al rezistenței, respectiv al capacității interconexiunilor. În plus, inductanțele traseelor nu mai pot fi neglijate în raport cu impedanța echivalentă dată de un model rezistiv – capacitiv. Din aceste considerente, tronsoanele de trasee trebuie modelate ca linii lungi, folosind modele echivalente cu elemente concentrate [13], [15], [8].

Ignorarea acestor efecte și încercarea de tratare în continuare de factură clasică a rețelei de distribuție de tact va produce erori semnificative în comportarea sistemului, nu atât pentru că timpii de întârziere pe linii sau diferența dintre acești timpi (deci nealinierea semnalului de tact) ar diferi mult față de abordarea convențională (în fond, premiza de bun-simț că trasee de lungimi egale produc întârzieri egale este în continuare valabilă și aplicată), cât pentru neglijarea reflexiilor în diferitele puncte de discontinuitate (ramificări ale liniilor fără ajustarea lățimii traseelor pentru păstrarea impedanței caracteristice, capetele – atât la receptor cât și la emițător – neadaptate la impedanța caracteristică a liniilor de transmisie) care provoacă deformarea, uneori excesivă, în special a fronturilor semnalului de tact. Figura 1.3 ilustrează efectele reflexiilor produse la capătul dinspre emițător (amplificator pe linia de clock) în situația în care impedanța amplificatorului este mai mare decât a tronsonului comandat, respectiv cu o condiție de gol la capătul dinspre sarcină. În mod evident, circuite logice acționate de acest semnal, situate fizic în apropierea amplificatorului de tact, vor lucra departe de situația ideală. Cum funcționarea sincronă a sistemelor a impus activarea pe front a porților logice, orice alterare a formei semnalului pe durată creșterii sau scăderii acestuia între cele două valori logice va duce la efecte nedorite în comportare (mergând de la eșantionări greșite ale semnalelor de intrare sau condiții de race în sistem, până la creșterea timpilor de conducție simultană a tranzistoarelor aflate între cele două linii de alimentare, și implicit, la creșterea puterii de scurt-circuit disipate de către pastila de siliciu).

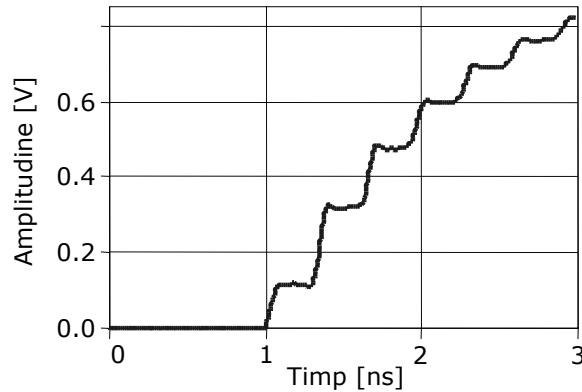


Fig. 1.3 Efectul asupra fronturilor a regimului de linie de transmisie neadaptată

Din nefericire, caracterul rezistiv relativ important al interconexiunilor (inclusiv ale celor realizate pe nivelurile de metalizare), specific circuitelor integrate, fără a fi luate măsuri speciale, așa cum a fost arătat în [14] și cum se va vedea în cadrul tezei actuale, conduce la obținerea unor linii de transmisie de proastă calitate, făcând imposibilă aplicarea directă a principiilor dezvoltate pentru lucrul la frecvențe specifice microundelor la nivel de sistem (la nivel de placă de circuit imprimat). Un efect totuși pozitiv, în cazul aplicării principiilor convenționale la distribuția semnalului de tact, este faptul că reflexiile apărute spre capătul îndepărtat de generator vor fi și ele atenuate, contribuția lor în semnalul distribuit în apropierea amplificatorului de clock fiind astfel mai puțin deranjantă.

1.3 Topologii uzuale pentru rețelele de distribuție a tactului

1.3.1 Rețele de distribuție cu buffere (arbori nestructurați)

În figura 1.4 se prezintă o arhitectură de rețea de distribuție de tact cu buffere (amplificatoare de semnal) [25], [26], [9], [11]. Așa cum a fost expus anterior, traseele de interconexiune între diferite puncte de pe circuitul integrat prezintă efecte rezistive neneglijabile. Aceste efecte, în combinație cu încărcarea capacitivă dată de elementele acționate de către rețeaua de distribuție (dar și de autoîncărcarea traseelor în sine) duc în final la degradarea formei semnalului pe durata tranzițiilor între nivelurile logice. Pentru refacerea unei forme cât mai apropiate de cea ideală (în practică apropiată de o formă trapezoidală simetrică – cu factor de umplere 50%), este absolut necesară utilizarea unor amplificatoare / buffere pe liniile de distribuție de tact.

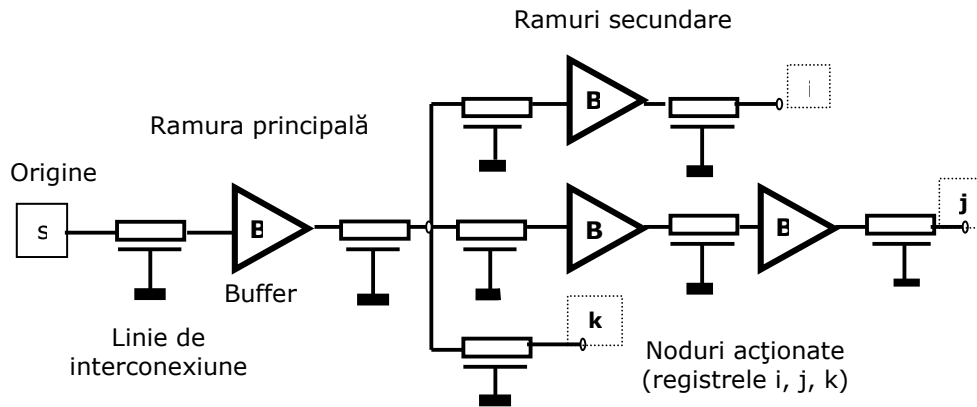


Fig. 1.4 Distribuție de clock cu buffere (arbore nestructurat)

Numărul de buffere și de ramuri al rețelei de distribuție depinde de rezistența liniilor și de nealinierea acceptată în diferite puncte de pe circuitul integrat [25], [26], [9], [11]. Este important de precizat că rețeaua nu este obligatoriu simetrică – așa cum se poate vedea în [9], [26], ceea ce se dorește a se egaliza este timpul de întârziere pe diferite ramuri din calea de propagare a semnalului de tact și nu lungimea efectivă a traseelor. Cum timpul de propagare depinde direct de încărcarea capacitivă, dacă zonele deservite cu semnal de clock nu prezintă încărcări simetrice, nici structurile de distribuție nu vor fi simetrice.

Ca principiu de abordare pentru acest tip de rețea de distribuție, dacă rezistența traseelor devine neneglijabilă (manifestată prin dependența constantei de timp asociată amplificatoarelor de linie într-o măsură mare de rezistența interconexiunilor) se cere inserarea unui buffer suplimentar în circuit (eventual inserarea unei ramuri suplimentare în arbore). În funcție de rezistența de ieșire a amplificatorului, respectiv de rezistența rețelei de distribuție și capacitatea parazită acționată se poate folosi un singur amplificator la sursa de tact sau pe traseele arborilor sau chiar un singur buffer pentru toată rețeaua, obținându-se o distribuție numai prin metal (posibilă pentru sistemele de mici dimensiuni sau de viteză mică).

Ca o ultimă observație legată de acest tip de rețea de distribuție de tact, deoarece segmentele de traseu dintre buffere consecutive pot avea lungimi complet diferite, distribuția ce rezultă va avea o configurație arborescentă însă nestructurată.

1.3.2 Rețele de distribuție de tact în H sau X

O altă soluție des folosită pentru circuitele integrate de dimensiuni mari este distribuirea semnalului de tact utilizând o structură arborescentă simetrică, asemănătoare literelor H sau X (de unde și numele rețelei), cel puțin pentru primele niveluri de la punctul de injecție a semnalului de tact până la rețele de distribuție locale. De cele mai multe ori, rețeaua de distribuție va fi combinată cu rețele cu buffere, construite la nivel local. Principala funcție a rețelei va fi atunci distribuirea în

puncte cheie a unui semnal de tact fără probleme de aliniere, urmând ca acționarea finală a elementelor de sincronizare să fie rezolvată local unde construcția unei rețele convenabile nu pune probleme.

În principiu, distribuția poate fi folosită cu sau fără buffere în punctele de ramificare. Pentru cazul în care rețeaua e construită fără amplificatoare în nodurile intermediare, așa cum se poate observa în figura 1.5 [8], rețeaua presupune distribuirea semnalului utilizând tronsoane de lungimi egale, dar de lățimi descrescătoare după fiecare ramificare. Acest lucru este necesar pentru conservarea impedanței caracteristice pe întreaga lungime a rețelei de distribuție. În cazul în care nu se face această ajustare de lățimi, nodurile din rețea vor crea puncte de discontinuitate în care se vor produce reflexii ale semnalului de tact, rezultând o degradare a formei acestuia, cu atât mai importantă cu cât numărul de ramificări este mai mare.

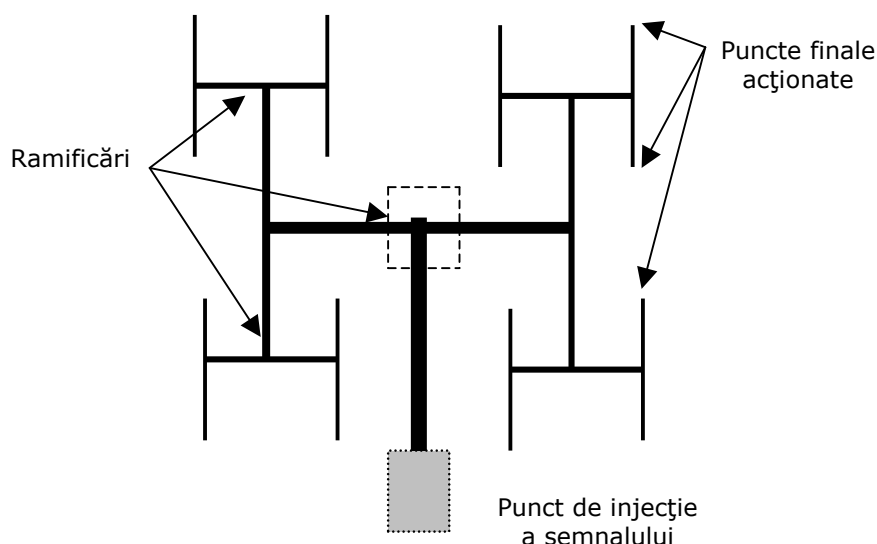


Fig. 1.5 Distribuție de clock în H (arbore simetric)

Rețeaua reușește să distribuie un semnal de clock fără nealinerii prin simetria ei. Acest lucru este posibil (considerând lungimi egale pentru ramuri) doar dacă și sarcina acționată de către ea este simetrică în toate punctele de pe suprafața circuitului integrat – adică dacă fiecare nod al rețelei prezintă aceeași încărcare capacitivă. Dacă circuitul integrat nu are o structură regulată (ca exemple – marile blocuri funcționale dintr-un procesor ce pot avea număr diferit de niveluri de sincronizare sau grad diferit de paralelism – unitatea aritmetică, unitatea de decodificare a instrucțiunilor), nodurile finale ale unei rețele de distribuție în H sau X vor fi constituite din intrările în rețelele de distribuție locale. O altă abordare posibilă ar fi ajustarea lungimii diferitelor tronsoane ale rețelei astfel încât constantele de propagare RC să fie toate egale – cu alte cuvinte, nodurile cu încărcare capacitivă mai mare vor trebui comandate de tronsoane de lungime mai scurtă.

În cazul unei rețele de distribuție în H cum este cea din figura 1.5, fiecare ramificare a rețelei este o bifurcare, însemnând, într-o primă aproximare, că lățimea traseului după ramificare trebuie să se înjumătățească. Pentru cazul distribuției în X,

la fiecare ramificare, lățimea traseelor din compunerea rețelei trebuie să scadă la un sfert din lățimea inițială. Desigur, pentru oricare dintre situații, în final, lățimile exacte vor trebui ajustate după o analiză a configurației pentru cazul real. Ținând cont și de efectele de margine, impedanța caracteristică a traseelor nu se scalează exact cu lățimea lor (modul de propagare a semnalului pe liniile respective este doar cvasi transversal electromagnetic – cvasi-TEM).

Pentru circuitele integrate complexe, de mari dimensiuni, efectele RC devin prea mari sau lățimile traseelor nu mai pot fi scalate pentru păstrarea impedanței caracteristice. Pentru asigurarea unei forme corecte a semnalului de tact, astfel, nodurile intermediare (sau cel puțin o parte a lor) vor trebui să conțină și amplificatoare de semnal pentru refacerea tranzițiilor semnalului distribuit. În acest context, se permite o relaxare a restricțiilor cu privire la lățimile traseelor, mergându-se până la posibilitatea utilizării aceleiași lățimi pentru întreaga distribuție.

Ca observație, în cazul în care rețeaua în H sau X este folosită în combinație cu o rețea cu buffere locale, tranziția de la un tip de distribuție către celălalt se face gradual. Privită de la un nivel înalt, distribuția de tact pare a fi făcută utilizând o distribuție de tip H, dar, odată cu reducerea scalei spre elementele efective sincronizate, distribuția își schimbă caracterul, semănând cu cea cu buffere.

La ultimul nivel de finețe al rețelei se ajunge la o structură echipotențială care acționează efectiv porțile tranzistoarelor. Această structură echipotențială este practic construită ca o rețea de trasee conductoare ce acoperă în bună parte zona deservită.

1.3.3 Impactul neîmperecherii tranzistoarelor asupra nealinierilor în rețelele de distribuție cu buffere

Un topic nu foarte des întâlnit în proiectarea circuitelor integrate digitale este acela al efectului neîmperecherii tranzistoarelor asupra performanțelor circuitelor. În principiu, acest lucru se datorează modului de specificare pentru caracteristicile porților digitale, vorbindu-se, de exemplu, de domenii în care nivelurile logice trebuie să fie valide la intrarea sau la ieșirea porților, respectiv de margini de zgomot sau timpi de propagare sau creștere / cădere pentru semnalele digitale.

Problema apare însă la specificarea rețelei de distribuție a semnalului de tact unde bufferele prezente în calea de semnal nu au funcție logică. Fără constrângeri analogice, un algoritm de sinteză automată de funcții logice nu va plasa niciodată circuite cu funcția identitate $f(x) = x$, or rolul rețelei de distribuție de tact este tocmai acela de a crea o identitate a semnalului distribuit între diferite puncte de pe suprafața circuitului integrat.

Prin constrângeri analogice se înțeleg constrângeri impuse de comportarea fizică a sistemului în funcție de condițiile de fabricație (de exemplu cu devierea parametrilor de proces față de cele nominale spre valori slabe), în funcție de condițiile de operare (de exemplu de tensiuni de alimentare sau de temperatura mediului), respectiv în funcție de condițiile de sistem, cum ar fi frecvența de lucru. Din punctul de vedere al proiectării unei funcții logice pe baza setului de date de intrare, respectiv de date de ieșire, frecvența de funcționare a sistemului este

irelevantă. Dar în momentul în care design-ul există pe bancul de test, comportarea lui va fi complet diferită dacă se încearcă operarea lui la 1MHz sau la 10GHz.

Pentru ca sistemul să poată opera corect în condițiile impuse trebuie că în proiectarea lui să fie înglobate și caracteristicile analogice. De multe ori, acestea sunt incluse fără ca proiectantul digital (lucrând într-un limbaj de descriere hardware) să fie conștient de acest lucru. Spre exemplu, selectarea familiei logice utilizate aduce o bună parte din constrângeri (topologie diferențială sau simplă, circuite de putere redusă, etc.), apoi, selectarea procesului de fabricație folosit completează setul de constrângeri analogice (capabilitatea de curent a ieșirilor, viteza de funcționare impusă de timpii de ridicare / coborâre respectiv de timpii de propagare). Nu în ultimul rând, selectarea metodei de distribuție a semnalului de tact impune și ea constrângeri specifice (buget de nealiniere, frecvență maximă de operare impusă de topologia distribuției – nealiniere pozitivă sau negativă, etc.). Așa cum a fost menționat, aspectele specifice împerecherii tranzistoarelor nu sunt deseori evaluate pentru circuitele digitale. În referința [21] a fost totuși studiat efectul împerecherii în cazul unei rețele de distribuție de tip plasă de metalizare.

Ținând cont de dependența dintre dimensiunile tranzistoarelor și împerecherea lor [27], [28], este de așteptat ca ultimele niveluri din rețeaua de distribuție a semnalului de tact să fie cele mai afectate. La nivelul distribuției locale unde capacitatea acționată este de valoare mică, circuitele amplificatoare se realizează cu dimensiuni reduse pentru tranzistoare, deci vor fi cele mai afectate de variațiile aleatoare de proces. Prin natura topologiei distribuției (cu toate nodurile de ieșire ale bufferelor puse în paralel de către rețeaua de metalizare, deci cu o creștere echivalentă a dimensiunilor efective ale bufferelor de clock), nealinierea introdusă este minimizată. Referința nu a studiat însă efectul neîmperecherilor asupra unor distribuții de tip H sau X cu buffere. Pentru o rețea de distribuție mixtă, este esențial ca semnalul distribuit de către porțiunea simetrică să fie totuși în fază în toate nodurile acționate.

Așa cum a fost arătat în [3], chiar dacă amplificatoarele utilizate în nodurile de ramificare sunt de dimensiuni echivalente relativ mari (deci nu foarte predispușe efectelor neîmperecherilor), prin modul în care sunt construite ca o cascada de mai multe celule amplificatoare cu dimensiuni crescătoare [2], și aceste tipuri de distribuție sunt afectate de erorile aleatorii în parametrii tranzistoarelor. Împerecherea tranzistoarelor va avea efect asupra bugetului de nealiniere prin variațiile timpilor de propagare induse pentru primul etaj al celulei amplificatoare din bufferul plasat într-o ramificare. Mecanismul prin care se întâmplă acest lucru este dependența pragului logic și a capacității de curent de valorile efective ale tensiunilor de prag, respectiv de câștigul tranzistoarelor.

Considerând un etaj inversor simplu [3], se poate construi un model pentru determinarea timpului de propagare în funcție de variațiile aleatoare. Pentru aceasta, caracteristica de transfer a etajului inversor se va analiza detaliat pe mai multe regiuni, în funcție de nivelul semnalului de intrare, respectiv nivelul atins de semnalul de la ieșire.

Așa cum se vede din figura 1.6, reprezentată pentru o tranziție crescătoare la ieșire, prima regiune corespunde începerii tranziției semnalului de ieșire din momentul în care semnalul de intrare pentru tranzistorul pMOS al inversorului a atins o tensiune mai mare decât tensiunea de prag a acestuia și ține până în momentul în care tranzistorul nMOS se blochează. În această regiune, ambele tranzistoare sunt în conducție – la început, tranzistorul nMOS este în regiunea liniară iar cel pMOS în saturație, urmând ca spre sfârșitul regiunii ambele

tranzistoare să fie în regim saturat. Pentru că durata cât ambele tranzistoare sunt saturate este foarte scurtă, modelul va fi simplificat considerând doar prima situație cu tranzistorul pMOS în regiunea liniară și cel nMOS saturat, fără ca eroarea introdusă din această aproximație să fie semnificativă.

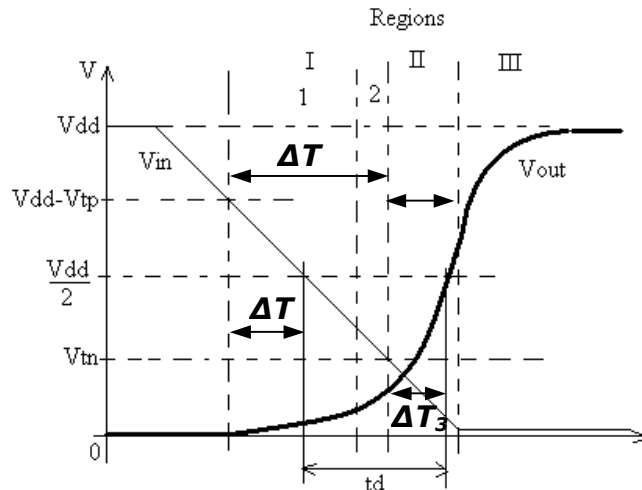


Fig. 1.6 Modelarea tranziției inversorului de tact

În următoarea regiune, tranzistorul pMOS este saturat în timp ce tranzistorul nMOS este deja blocat. Această regiune durează până când tensiunea de drenă-sursă pentru tranzistorul pMOS scade suficient de mult astfel încât acesta să intre în regiunea liniară, aceasta fiind următoarea regiune a modelului.

Semnalul de intrare este presupus ca semnal trapezoidal cu timpii de ridicare și de cădere un sfert din perioada semnalului de tact – această aproximație este suficient de bună pentru un semnal de tact real la nivel de circuit integrat [2].

Revenind la prima regiune, pe baza unor aproximații suficient de bune, se poate considera ca tranzistorul pMOS este o sursă de curent constant care lucrează pe o sarcină de tip RC, formată din rezistența echivalentă a tranzistorului nMOS și capacitatea de intrare a etajului următor [2]. Cei doi parametri de model esențiali aici sunt dați de următoarele relații [29]:

$$I_{p1} = \frac{\beta_p}{2} \cdot \frac{(V_{GSp1} - V_{Tp})^2}{1 + \theta_p \cdot (V_{GSp1} - V_{Tp})} \quad (1.21)$$

$$R_{n1} = \frac{1}{\beta_n \cdot (V_{GSn1} - V_{Tn} - V_{DSn1})} \quad (1.22)$$

În relațiile anterioare, indicele 1 indică valorile valabile pentru prima regiune a modelului. β_n , respectiv β_p indică câștigurile de curent pentru cele două tipuri de tranzistoare, V_{GSn} , V_{GSp} reprezintă tensiunile efective dintre terminalele grilă și sursă pentru cele două tranzistoare, V_{Tn} , V_{Tp} reprezintă tensiunile de prag pentru tranzistoare iar V_{DSn} reprezintă tensiunea dintre drenă și sursă pentru tranzistorul

nMOS (pentru prima regiune doar tranzistorul nMOS este afectat de acest parametru). Rezistența echivalentă a tranzistorului nMOS este dată de termenul R_{n1} . De remarcat că cel puțin pentru tehnologiile submicronice, curentul de drenă I_p al tranzistorului pMOS saturat este afectat de saturarea vitezei purtătorilor de sarcină în câmpuri electrice de intensitate mare [29] – ecuația (1.21) cuprinde acest termen prin factorul de proces θ_p .

Așa cum se va vedea ulterior, variațiile aleatoare ce afectează procesul de fabricație pentru tranzistoare vor interveni asupra parametrilor β , respectiv V_T . Pentru această regiune, tensiunile de grilă-sursă necesare construirii modelului de semnal mic pentru tranzistoare se pot considera în jur de jumătate din tensiunea de alimentare iar tensiunea de drenă-sursă pentru nMOS se poate considera în jur de o optime din tensiunea de alimentare.

Pe baza relației (1.21) se va putea determina transconductanța tranzistorului pMOS gm_p pentru construirea modelului de semnal mic din figura 1.7 [3].

$$gm_{p1} = \frac{\beta_p}{2} \cdot (V_{GSp1} - V_{Tp}) \cdot \frac{2 + \theta_p \cdot (V_{GSp1} - V_{Tp})}{(1 + \theta_p \cdot (V_{GSp1} - V_{Tp}))^2} \quad (1.23)$$

Folosind modelul de semnal mic pentru prima regiune (în figura 1.7) se poate determina sistemul de ecuații diferențiale neomogene:

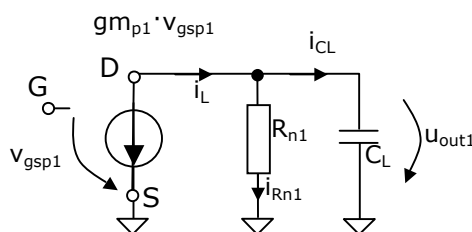


Fig. 1.7 Model echivalent pentru inversorul de clock la începutul tranziției

$$i_L = i_{C_L} + i_{R_{n1}} \quad (1.24)$$

$$i_L = -gm_{p1} \cdot v_{GSp1} \quad (1.25)$$

$$i_{R_{n1}} = \frac{u_{out1}}{R_{n1}} \quad (1.26)$$

$$\frac{\partial u_{out1}}{\partial t} + \frac{u_{out1}}{C_L} = \frac{i_L}{C_L} \quad (1.27)$$

În relațiile anterioare, termenul v_{GSp1} reprezintă tensiunea de intrare ce se modifică liniar pe durata tranziției de ieșire (în fond, aceasta este tranziția ce declanșează modelul). Curenții i_L , i_{C_L} , respectiv $i_{R_{n1}}$ reprezintă curenții prin tranzistorul pMOS (funcționând ca sursă de curent comandată), capacitatea de sarcină, respectiv prin tranzistorul nMOS (funcționând ca rezistență). Tensiunea u_{out1} este tensiunea de ieșire a inversorului pentru această regiune, iar soluția ecuației diferențiale este dată de relația:

$$u_{out1} = gm_{p1} \cdot R_{n1} \cdot (V_{DD} - V_{Tp} - V_{Tn}) \cdot \left(1 - \frac{1 - e^{-\tau_1}}{\tau_1} \right) \quad (1.28)$$

Constanta τ_1 reprezintă raportul dintre constanta de timp a circuitului dată de produsul dintre capacitatea de sarcină și rezistența echivalentă a tranzistorului nMOS, respectiv durata ΔT_1 a primului interval de timp. Tensiunile V_{DD} , V_{Tp} și V_{Tn} din relația (1.28) reprezintă tensiunea de alimentare și tensiunile de prag ale tranzistoarelor între care variază tensiunea de intrare pe parcursul regiunii. Valoarea tensiunii de ieșire la încheierea acestei regiuni reprezintă condiție inițială pentru următoarea regiune – cea în care tranzistorul nMOS este blocat. **Durata primului interval ΔT_1 se poate calcula ușor ca fiind timpul în care tensiunea de intrare variază de la tensiunea de deschidere a tranzistorului pMOS ($V_{DD} - V_{Tp}$) până la tensiunea de blocare a tranzistorului nMOS (V_{Tn}).**

Modelul echivalent pentru a doua regiune se poate deriva din modelul pentru regiunea anterioară făcând valoarea rezistenței R_n să tindă la infinit. În continuare, tensiunea de intrare se modifică liniar de la tensiunea de prag a tranzistorului nMOS (tensiune la care acesta se blochează) până la 0 (moment la care se încheie tranziția intrării). Sistemul de ecuații diferențiale pentru această regiune este:

$$i_{C_L} = -gm_{p2} \cdot v_{GSp2} \quad (1.29)$$

$$\frac{\partial u_{out2}}{\partial t} = \frac{i_{C_L}}{C_L} \quad (1.30)$$

Aici, indicele 2 arată că ecuațiile au fost scrise pentru a doua regiune a modelului de comutare. Prin faptul că tranzistorul nMOS este blocat, se constată că modelul este mai simplu decât cel anterior. Ținând cont și de tensiunea de ieșire de la finalul primei regiuni U_0 , soluția pentru sistemul este dată de ecuația:

$$u_{out2} = \frac{gm_{p2} \cdot V_{Tn}}{2 \cdot C_L \cdot \Delta T_2} \cdot t^2 + U_0 \quad (1.31)$$

Cu ΔT_2 durata acestei regiuni (de când tensiunea de intrare este la limita de blocare a tranzistorului nMOS până când atinge 0). De obicei, pe perioada acestei regiuni potențialul de ieșire atinge jumătate din tensiunea de alimentare. Acest lucru este esențial pentru determinarea timpului de propagare prin inversor (calculat ca intervalul de timp scurs din momentul în care tensiunea de intrare trece de jumătatea tensiunii de alimentare și momentul în care tensiunea de ieșire atinge același prag). În general, soluția ΔT_2 pentru această regiune nu este neapărat relevantă pentru că, așa cum a fost spus, semnalul de ieșire atinge pragul de jumătate din tensiunea de alimentare pe durata acestei regiuni. Din nou, pentru trecerea la următorul model în care tranzistorul pMOS ajunge în regim liniar, este importantă valoarea tensiunii U_1 la finalul acestei regiuni.

În această ultimă regiune, modelul este cel al unei rezistențe care încarcă capacitatea de sarcină cu tensiunea de alimentare V_{DD} . Această încărcare se face după ecuația:

$$u_{out3} = V_{DD} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{R_{p3} \cdot C_L}} \right) + U_1 \cdot e^{-\frac{t}{R_{p3} \cdot C_L}} \quad (1.32)$$

Așadar, momentul de timp (de la începerea regiunii a doua) în care tensiunea de ieșire devine egală cu $V_{DD} / 2$ se obține prin rezolvarea ecuației (1.31):

$$\Delta T_3 = \sqrt{\frac{2 \cdot C_L \cdot \Delta T_2}{g m_{p2} \cdot V_{Tn}} \cdot \left(\frac{V_{DD}}{2} - U_0 \right)} \quad (1.33)$$

Acest timp ΔT_3 nu reprezintă însă timpul de propagare – timpul de propagare depinde de momentul în care tensiunea de intrare, variind de la tensiunea de la începutul tranziției de ieșire – adică $V_{DD} - V_{Tp}$ – ajunge la jumătate din tensiune de alimentare, definit, pentru un semnal trapezoidal conform ecuației:

$$\Delta T = \frac{T}{8} \cdot \frac{V_{DD} - 2 \cdot V_{Tp}}{V_{DD}} \quad (1.34)$$

Combinând relațiile anterioare și analizând figura 1.6, timpul de propagare T_D prin celula inversoare se poate scrie:

$$T_D = \Delta T_1 - \Delta T + \Delta T_3 \quad (1.35)$$

Pentru a putea trece de la ecuația pentru timpul de propagare la valoarea nealinierii introduse de împerecherea tranzistoarelor trebuie ca în ecuația (1.35) să fie explicitat termenul ce depinde de parametrii tranzistoarelor din inversor. Acest termen este timpul ΔT_3 . Analizând ecuația (1.33) de definire a acestui timp se constată că termenii prin care neîmperecherea influențează timpul de propagare sunt câștigul tranzistorului gm , tensiunea de prag V_T precum și tensiunea atinsă de ieșire la sfârșitul primei regiuni cu ambele tranzistoare în conducție, U_0 . Mai ales pentru acest din urmă termen, dependența de parametrii tranzistoarelor este complexă (implică funcție exponențială cu variație atât în amplitudine cât și în argument).

Așadar, pentru determinarea nealinierilor se pornește de la parametrii de împerechere specifici unei tehnologii date [27], [28]:

$$\Delta V_T = \frac{A_{V_T}}{\sqrt{W \cdot L}} \quad (1.36)$$

$$\frac{\Delta \beta}{\beta} = \frac{A_\beta}{\sqrt{W \cdot L}} \quad (1.37)$$

Termenii A_{V_T} și A_β reprezintă parametrii de neîmperechere pentru tensiunea de prag, respectiv pentru câștigul în curent al tranzistoarelor. Eroarea finală introdusă de acești termeni – ΔV_T și $\Delta \beta / \beta$ – depinde de aria tranzistoarelor definită de lățimea W , respectiv lungimea L a canalului. Trebuie spus că spre deosebire de [27] unde parametrii sunt definiți pentru o pereche de tranzistoare, modelul

prezentat aici tratează tranzistoare individuale. De aceea, termenii din referința [27] sunt mai mari de $\sqrt{2}$ ori față de cei introduși aici.

Nealinierea se obține introducând mici variații în parametrii tranzistoarelor în forma extinsă a ecuației **(1.35)** [29], rezultatul fiind o medie ponderată ale celor două influențe pentru cele două tranzistoare (în total 4 termeni):

$$T_{spread}^2 = \left(\frac{\Delta\beta_p}{\beta_p}\right)^2 \cdot S_1 + \left(\frac{\Delta\beta_n}{\beta_n}\right)^2 \cdot S_2 + \Delta V_{Tp}^2 \cdot S_3 + \Delta V_{Tn}^2 \cdot S_4 \quad (1.38)$$

Variațiile parametrilor fiind aleatoare, necorelate, eroarea de nealiniere se exprimă ca suma pătratică a erorile introduse de parametrii individuali. Cele patru ponderi S_1, S_2, S_3, S_4 , așa cum se poate observa în [3], au expresii destul de complicate însă nu pun probleme unui program de proiectare asistată.

Pentru o tehnologie de 130nm, pentru un semnal distribuit având frecvența de 1GHz, atât simulările – de exemplu figura **1.8** – cât și modelul de mai sus arată o împrăștiere a timpului de propagare T_{spread} în jur de 15 – 20ps (valoare 3σ) – **pentru a face trecerea de la împrăștierea timpului de propagare la nealinierea semnalului de tact între două puncte de pe circuitul integrat (în ipoteza că împrăștierea sunt necorelate), trebuie înmulțită această valoare cu $\sqrt{2}$, rezultând o nealiniere de 21 – 28ps, sau, pentru frecvența de lucru de 1GHz, o nealiniere de 2 – 3% din perioada semnalului.**

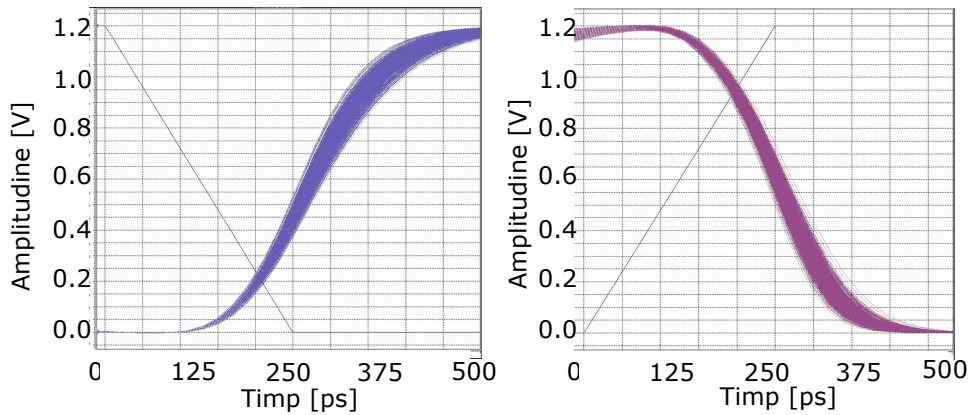


Fig. 1.8 Simularea împrăștierei timpului de propagare prin inversorul elementar

Este interesant de observat în figura 1.9 că impactul nealinierei relative la perioada de tact prezintă o caracteristică de tip clopot – la frecvențe relativ mici (zeci sau sute de MHz), dimensiunile tranzistoarelor din etajul de intrare al amplificatorului de tact se plafonează către valorile minime, rezultând de asemenea o plafonare a împrăștierei timpului de propagare.

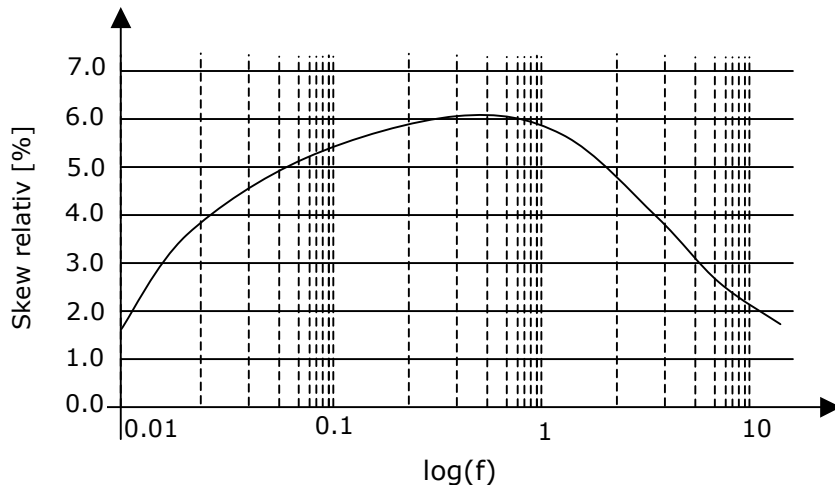


Fig. 1.9 Efectul neîmperecherii tranzistoarelor asupra nealinierii semnalului de tact în funcție de frecvența de operare

Referită la perioada semnalului de tact, această plafonare duce la scăderea ponderii nealinierilor datorate neîmperecherii tranzistoarelor în bugetul total de nealinierie. La frecvențe mari, tranzistoarele din celula inversoare unitară trebuie să aibă o capacitate de curent mai mare pentru a putea încărca și descărca sarcina capacitivă în timp util. Această creștere a dimensiunii tranzistoarelor în funcție de frecvența de funcționare duce la scăderea erorilor aleatoare din parametrii tranzistoarelor și, implicit, la scăderea împrăstierii timpului de propagare.

Pentru tehnologiile tipice CMOS, tensiunile de prag ale tranzistoarelor sunt situate undeva între 20% și 33% din tensiunea de alimentare [2]. Pentru un sistem digital la care, pentru conservarea puterii consumate, s-a redus amplitudinea semnalului de tact, se constată că ponderea tensiunii de prag în excursia de tensiune a semnalului de clock devine importantă – implicit, și nealinierile induse de erorile aleatoare ale tensiunii de prag devin mai importante, astfel că rețelele de distribuție a semnalului de clock cu amplitudine redusă vor fi mai sensibile la nealinierile induse de împerecherea tranzistoarelor.

Pentru o rețea în H cu buffere în fiecare din nodurile de ramificare, impactul acestei nealinieri datorate împerecherii tranzistoarelor poate să fie chiar însemnat. Modelul prezentat anterior a fost valabil doar pentru etaje de amplificare acționate de același semnal de clock. Pentru situația uzuală în care mai multe tronsoane de distribuție sunt cascade, nealinierile pe ultimul nivel al distribuției semnalului de tact se vor cumula în sens statistic (adică se vor aduna în sumă pătratică, ele fiind necorelate). Dacă rețeaua este construită, de exemplu, pe 9 niveluri, nealinieria totală devine de $\sqrt{9}$ ori mai mare decât cea dată de model. Cu alte cuvinte, pentru condițiile circuitului de mai sus, nealinieria ajunge undeva la 6% – 9% din perioada semnalului tact. Pentru timpi de propagare nuli prin restul circuitelor logice, doar această nealinierie, conform ecuației (1.17), duce la o scădere a frecvenței maxime de operare a sistemului cu 10 procente față de frecvența ideală.

Este evident că o asemenea situație nu este de dorit într-un sistem real, pentru prevenirea ei trebuind luate măsuri speciale încă de la începutul proiectării. **Astfel, o primă decizie ce se poate lua este folosirea de buffere doar din două în două ramificări (sau chiar cu perioadă mai mare). Prin scăderea numărului de amplificatoare consecutive va scădea și ponderea efectul cumulat al lor. O altă măsură ce se poate lua este modificarea raportului dintre etajele unui amplificator [2] în sensul creșterii dimensiunilor primului etaj. Această măsură va avea ca efect minimizarea efectului erorilor aleatoare asupra parametrilor tranzistoarelor (prin creșterea ariei lor).**

1.4 Soluții alternative pentru distribuirea semnalului de tact

După cum a putut fi remarcat, deși domeniul rețelelor de distribuție de tact a atins o anumită maturitate (referințe bibliografice importante [8], [9], [10], [11], [20], [19], [25], [26] sunt majoritatea din ultima decadă a secolului anterior), evoluția continuă a tehnologiilor de producție pentru circuitele integrate precum și a tehnicilor de proiectare, așa cum a fost prezentat în prima parte a lucrării când a fost definit efortul pe tranzistorul unitar al rețelei de clock, face ca acest domeniu să fie în permanentă căutare de soluții. În mare, există două probleme majore ce influențează decisiv performanțele sistemelor digitale, și anume, puterea disipată de către rețeaua de tact, precum și alinierea în fază a semnalului pe întreaga suprafață deservită de către domeniile de clock.

Puterea disipată de către rețeaua de tact atinge valori importante din bugetul total de putere consumată, putând ajunge chiar la niveluri de 40 – 50% din puterea totală [6], [5], [24] și de aceea, orice tehnică de distribuire a semnalului de tact ce reușește să o minimizeze este benefică. Inspectând însă formula pentru puterea disipată $P = C \cdot f_{CK} \cdot V_{DD}^2$ devine evident că la nivelul unui circuit integrat nu sunt multe variabile asupra cărora se poate acționa pentru sistemele de factură clasică. De asemenea, nici problema alinierii în fază a semnalului de tact nu poate fi rezolvată prin abordările clasice decât până la o anumită limită de la care încep să se manifeste erorile aleatoare în caracteristicile componentelor (atât active cât și pasive) utilizate. Pentru această din urmă situație ar fi ideală o rețea de distribuție capabilă să acționeze simultan, direct din nodul de injecție, în toate punctele acționate cu semnal de tact, eliminând astfel elementele intermediare ce produc erori de aliniere.

În cele ce urmează se vor detalia câteva din tehnicile alternative ce caută rezolvarea (ideal completă) a acestor probleme.

1.4.1 Rețele de distribuție cu salt redus de tensiune

Revenind la formula pentru puterea dinamică disipată de către un circuit ce încarcă ciclic o capacitate scrisă însă într-o formă ușor modificată – $P = C \cdot f_{CK} \cdot V_{VV}^2$ – așa cum s-a spus anterior, se poate obține un câștig important în puterea sistemului dacă se reușește printr-o metodă oarecare să se reducă termenul ce depinde de tensiunea V_{VV} . S-a făcut trecerea la tensiunea vârf la vârf V_{VV} în locul celei de alimentare pentru a sublinia că încărcarea și descărcarea capacităților acționate nu

este neapărat să fie făcută la un nivel egal cu tensiunea de alimentare – sunt bine cunoscute metodele de comunicare pe canale diferențiale cu excursie redusă de tensiune (LVDS – „Low Voltage Differential Signaling”). Așadar, o reducere cu 20%, de exemplu, a excursiei de tensiune V_{VV} va duce la scăderea puterii consumate la aproximativ 64% din puterea inițială. Ținând cont de ponderea pe care o are puterea consumată de către rețeaua de distribuție de tact în bugetul total de putere, această reducere echivalează cu o scădere globală de ordinul a 30%. **Aceste cifre, după cum se va vedea ulterior, trebuie însă considerate cu atenție, nefiind aplicabile pentru toate situațiile de circuit.**

Dacă este să se facă o grupare a metodelor în funcție de cum se generează excursia redusă de tensiune pentru rețeaua de tact, se disting două mari categorii. În prima categorie intră circuitele care folosesc linii separate de tensiuni intermediare pentru rețeaua de tact – [6], [7], [30], [31], [32]. A doua categorie cuprinde circuite care realizează reducerea amplitudinii semnalului de tact la nivel local, prin utilizarea unor amplificatoare cu excursie limitată de ieșire, deși alimentate direct de la tensiunea globală [7], [33], [34]. Ca note, referința [7] prezintă ambele topologii. Referința [34] încearcă să combine două metode alternative pentru distribuirea semnalului de tact, aici fiind citată pentru utilizarea excursiei de tensiune reduse pentru semnalul de clock. Cealaltă metodă alternativă utilizată – rețea de distribuție rezonantă – va fi detaliată într-un subcapitol ulterior.

Pentru a putea beneficia de avantajul oferit de reducerea amplitudinii semnalului de tact, proiectantul de circuite integrate trebuie să aibă la dispoziție o familie de porți logice capabile să opereze cu amplitudinea redusă a semnalului de tact – din acest motiv, așa cum a fost amintit anterior, acest tip de distribuție este plasat la limita dintre distribuțiile standard și cele neconvenționale.

De obicei, doar circuitele de sincronizare (în marea lor majoritate bistabile de tip D) trebuie să aibă o configurație specială, restul porților putând fi porți standard. Desigur, există și familii logice în care funcțiile logice pot fi direct implementate în circuitele de sincronizare. Ca exemplu de circuit de sincronizare operând cu semnal redus de tact, figura 1.10 prezintă un latch de tip D conform [6].

Se poate observa că pentru funcționarea corectă a circuitului sunt necesare 4 semnale distincte de tact – câte două faze complementare având excursiile de tensiune adaptate tipului de tranzistor acționat. Astfel, tranzistoarele de tip nMOS vor fi comandate de către un semnal de tact cu variație de la 0V până la jumătatea tensiunii de alimentare, respectiv tranzistoarele pMOS vor fi acționate de către semnale variind de la jumătatea tensiunii de la alimentare până la tensiunea de alimentare. Deși sunt două semnale de tact în plus față de latchul standard, sarcina capacitivă de pe fiecare dintre fazele de tact este redusă la aproximativ jumătate din sarcina inițială rezultând, într-adevăr, o scalare a puterii consumate până la 25% din puterea standard. Totuși, complexitatea sistemului este mult mărită fiind necesară distribuirea fără erori de aliniere semnificative a 4 semnale de clock, plus integrarea capacităților folosite în generatorul de tact (generator ce îndeplinește și funcția unei surse de tensiune implementate cu capacități comutate).

În abordarea din [33] se lucrează cu o singură fază de tact pentru un latch și cu reducerea amplitudinii semnalului de tact prin intermediul unui amplificator cu excursie de tensiune limitată. Trebuie totuși notat că o implementare corectă la nivel de sistem necesită ambele faze de tact complementare deoarece elemente consecutive de sincronizare, nefiind de tip master-slave, trebuie să opereze cu semnale opuse de clock. Figura 1.11 prezintă ideea din referința citată.

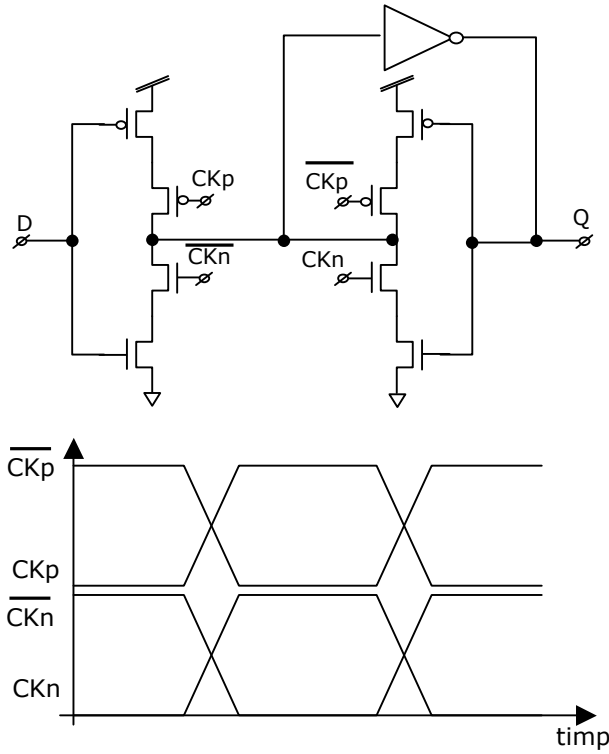
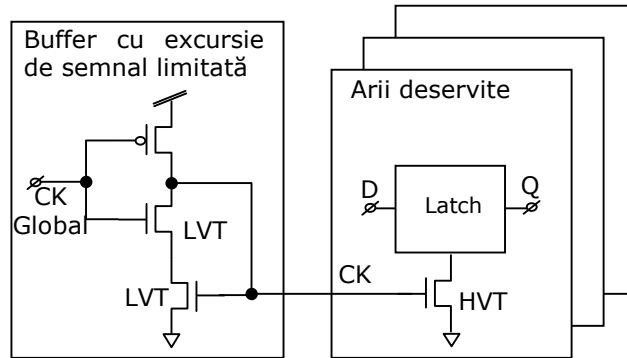


Fig. 1.10 Poartă logică sincronă pentru semnal de tact cu excursie redusă la jumătate



LVT – tensiune de prag redusă (Low-Voltage Threshold)
 HVT – tensiune de prag crescută (High-Voltage Threshold)

Fig. 1.11 Amplificator din distribuție de tact cu amplitudine redusă

Este de remarcă faptul că de multe ori, pentru a putea opera corect cu semnale reduse ca amplitudine este necesară utilizarea unei combinații de

componente active având tensiuni de prag mai mici, mai mari, respectiv standard (însă nu neapărat toate în același timp). De exemplu, prin faptul că tensiunea de clock nu atinge nivelul tensiunii de alimentare, rezistența echivalentă în regiunea liniară a unui tranzistor nMOS standard acționat de acest semnal va fi crescută față de cea a unui tranzistor identic comandat de un semnal de tact clasic. Utilizând o valoare estimativă tipică pentru tensiunile de prag în procesele digitale uzuale de 20% din tensiunea de alimentare [2], operarea cu jumătate din amplitudinea standard a semnalului de tact se traduce printr-o rezistență echivalentă de aproximativ 2.7 ori mai mare decât cea pentru tranzistorul acționat în mod clasic, lucru ce s-ar traduce, în final, printr-o penalizare importantă în viteza porții. Pentru a nu crește dimensiunea tranzistoarelor acționate de către semnalul de tact și deci și capacitatea acționată de către rețeaua de distribuție a clock-ului (pentru exemplu anterior, lățimea tranzistorului ar trebui crescută tot de 2.7 ori pentru a preveni degradarea vitezei), lucru ce s-ar traduce prin anularea completă a câștigului de putere, se preferă utilizarea unor tranzistoare având tensiunea de prag mai mică – de tip low- V_T , cum apar denumite în manualele de proiectare. Din păcate, nu toate tehnologiile de producție oferă acest tip de tranzistoare, cel puțin nu în pachetul tehnologic standard. De multe ori, folosirea acestor tranzistoare implică un cost suplimentar, generat de pașii și de măștile litografice suplimentare ce trebuie folosite pe linia de fabricație.

Un alt aspect de care trebuie ținut cont în abordarea acestui mod de distribuție de tact este cel al modului de generare a semnalului de tact de amplitudine redusă.

Pentru cazul în care amplitudinea semnalului de tact se reduce cu ajutorul unui circuit cu excursie limitată de tensiune dar care este alimentat direct de la sursa întregului circuit integrat, puterea consumată efectiv nu respectă calculele anterioare.

Este cunoscută relația pentru curentul mediu necesar încărcării și descărcării periodice a capacității de sarcină:

$$I_{CK} = \frac{P}{V_{VV}} = C \cdot f_{CK} \cdot k \cdot V_{DD} \quad (1.39)$$

În relația anterioară, termenului k simbolizează fracțiunea din tensiunea de alimentare până la care se reduce amplitudinea vârf la vârf V_{VV} a semnalului de tact.

Ținând cont de faptul că limitarea amplitudinii nu se face cu circuite reactive ci prin simpla disipare a diferenței de tensiune pe alte elemente de circuit, curentul determinat de relația (1.39) trebuie să provină în întregime de la sursa de alimentare a circuitului integrat. Cu aceasta, puterea consumată de către rețeaua de tact va deveni:

$$P_{VDD} = I_{CK} \cdot V_{DD} = C \cdot f_{CK} \cdot k \cdot V_{DD}^2 \quad (1.40)$$

Se constată că puterea totală nu s-a scalat cum părea la prima vedere, în funcție de pătratul fracțiunii de excursie de tensiune k , ci urmează o relație liniară între scalarea amplitudinii și puterea disipată. Dacă se cuplează acest aspect și cu o creștere a dimensiunilor tranzistoarelor acționate, câștigurile anticipate pot chiar să nici nu existe.

În cazul în care amplitudinea redusă pentru semnalul de tact se obține folosind amplificatoare alimentate cu surse intermediare de tensiune situația este

ceva mai bună însă totul depinde de modul în care sunt generate aceste tensiuni suplimentare. **Din start, orice metodă liniară de generare este, în fond, una disipativă, deci va fi afectată de aceeași problemă ca cea evidențiată de ecuația (1.40). Doar metodele de generare cu circuite reactive pot să aducă o îmbunătățire** – din păcate, la nivel de circuit integrat, doar generatoarele cu capacități comutate – pompe de sarcină – sunt realizabile direct pe pastila de siliciu însă acestea nu prezintă eficiențe mari la nivelul de putere cerut de aplicație. **Se poate arăta ușor că puterea globală consumată de către rețeaua de tact, în cazul în care este utilizată o sursă cu pompă de sarcină de eficiență η se poate scrie:**

$$P_{VDD} = \frac{k^2}{\eta} \cdot C \cdot f_{CK} \cdot V_{DD}^2 \quad (1.41)$$

În ecuația anterioară, dacă amplitudinea semnalului de tact a fost redusă la jumătate (deci $k = 0.5$) și eficiența generatorului este de 70%, puterea consumată nu va fi 25% din puterea convențională cum este cea dorită, ci doar circa 35%.

Doar în cazul în care sursele de alimentare intermediare necesare funcționării cu amplitudine redusă de clock sunt surse externe circuitului integrat se va putea profita în întregime de reducerea de putere asigurată de scăderea saltului de tensiune. Această soluție însă complică sistemul în care este utilizat circuitul integrat prin necesitatea de a avea mai multe regulatoare de tensiune și introduce pini suplimentari la capsula circuitului integrat, dedicați acestor tensiuni. Mai mult, prezența mai multor tensiuni de alimentare pentru circuitul integrat introduce noi constrângeri în gestionarea secvențelor de pornire sau de oprire a sistemului (care dintre surse trebuie pornită sau oprită prima, ce corelație trebuie să existe în timp între sursele de tensiune pentru a nu produce fenomene distructive pe placheta de siliciu, etc.).

1.4.2 Rețele de distribuție de tact cu realiniere

Deoarece rețelele standard de distribuție a semnalului de tact sunt limitate în privința nealinerii minime realizabile, s-a născut ideea de a crea o rețea care realiază semnalul de clock între diferite regiuni ale circuitului integrat [24], [35], [36], [37], [38], [39]. Această realiniere se poate face automat, cu ajutorul unor circuite funcționând în buclă închisă (de tipul buclilor cu calare pe fază – PLL, sau al buclilor cu linii de întârziere – DLL, oscilatoare în inel) [24], [35], [36], sau pe baza unor teste efectuate la punerea în funcțiune a sistemului [37], [38], [39], fie în fabrică, fie direct la utilizatorul final.

Pentru rețelele cu realiniere folosind circuite cu buclă închisă, ideea constă în utilizarea unor detectoare de fază care măsoară diferențele de aliniere existente în puncte cheie ale rețelei de distribuție. Pe baza acestor diferențe de fază măsurate se va încerca realinierea în mod automat a semnalului de tact.

Spre exemplificarea tehnicii, figura 1.12 prezintă o configurație în care rețeaua de distribuție este formată dintr-o rețea de circuite PLL [35].

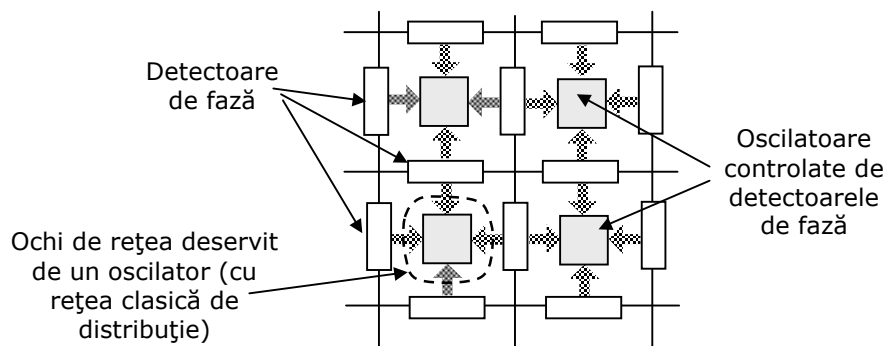


Fig. 1.12 Rețea de distribuție cu realiniere cu PLL distribuit

La nivel local, fiecare dintre circuitele PLL este folosit pentru comanda unei regiuni de pe circuitul integrat folosind o tehnică standard de distribuție. La nivel global, circuitele PLL își furnizează unul altuia semnalele de referință, rezultând, în mod normal, o sincronizare a tuturor ieșirilor către distribuțiile locale. Este posibilă însă și o situație nedorită în care circuitele oscilatoare locale adiacente, din cauza caracteristicii de transfer a circuitelor detectoare de fază, se calează pe multipli ai frecvenței de tact sau pe alte fronturi decât cele necesare. Detectoarele de fază sunt plasate la interfețele dintre două ochiuri ale rețelei de distribuție și compară alinierea în timp dintre semnalele generate de o parte și de cealaltă a graniței dintre regiuni.

Eliminând cerința ca semnalul de clock să acționeze efectiv toate porțile logice de sincronizare din cadrul sistemului, încărcarea capacitivă a acestuia scade în mod drastic. Din acest motiv, distribuția lui pe suprafețe mari sau foarte mari este simplificată, cu beneficiul adițional al scăderii puterii utilizate în distribuirea semnalului de tact. Trebuie spus însă că prin prezența mai multor circuite de realiniere, puterea globală consumată nu este neapărat mai mică, ci doar altfel distribuită între diferitele componente ale circuitului integrat. Eroarea finală de realiniere este practic impusă de erorile aleatoare de împerechere ale detectoarelor de fază împreună cu erorile (de ordin secundar) de realiniere date de rețele locale de distribuție și este de așteptat ca ordinul de mărime al realinerii rămase să fie similar cu cel impus de neîmperecherea tranzistoarelor în rețele de distribuție cu buffere, referința [35] raportând în jur de 30ps la 1.3GHz, adică aproximativ 4% din perioada semnalului de tact.

Pe lângă această abordare pentru realinierea automată există și posibilitatea ca minimizarea erorilor de aliniere să se facă printr-un control programabil, realizat fie imediat după fabricarea circuitului integrat înainte de a părăsi fabrica, fie la fiecare pornire a sistemului. Abordarea este posibilă prin desfacerea buclei de reacție care asigură controlul automat, avantajul fiind că se permite o ajustare optimă a parametrilor rețelei de distribuție de clock pe baza unui set complex de criterii obiective. De exemplu, sistemul se poate optimiza pentru frecvența maximă de operare sau pentru tensiunea minimă admisibilă, pentru puterea minimă consumată, etc. [37], [39].

În această abordare, realinierea semnalului de tact se face prin controlul activ al timpilor de propagare prin rețeaua de distribuție. Acest control se poate face prin ajustarea sarcinii capacitive echivalente în diferite noduri ale rețelei [38] sau,

mai uzual, prin intercalarea pe calea de propagare a semnalului a unor linii de întârziere programabile [24], [37], [39]. Setul de valori (sau vectori) de control pentru liniile de întârziere trebuie determinat la prima punere în funcțiune a sistemului, urmând ca în utilizarea sistemului, la fiecare pornire a lui, să se facă programarea timpilor de întârziere optimi pentru aplicația dorită folosind subseturi de vectori de control determinați inițial.

O arhitectură posibilă pentru acest tip de distribuție se poate urmări în figura 1.13. Reprezentarea din figură cuprinde o rețea de distribuție construită pe mai multe niveluri ierarhice, fiecare folosind o tehnică diferită pentru generarea și distribuirea semnalului de tact. Nivelul ierarhic pe care se implementează programarea timpilor de propagare este, în general, cel regional. Astfel, nivelul global asigură generarea unui semnal de tact de referință ce va fi deferit distribuțiilor regionale de clock. Pentru că acest nivel va acționa doar elementele de intrare ale rețelelor regionale având cerințe relaxate cu privire la alinierea semnalului de tact, efortul la care este supusă distribuția globală este minim fiind posibilă o abordare clasică arborescentă, de exemplu de tip H.

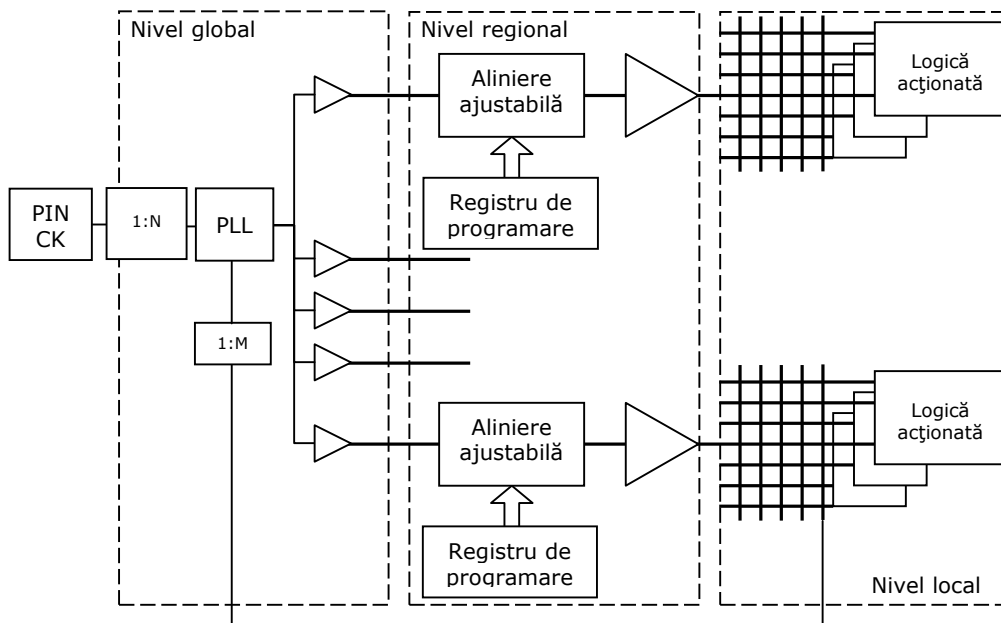


Fig. 1.13 Rețea de distribuție de tact cu realiniere programabilă a semnalului

Prin utilizarea liniilor de întârziere programabile, distribuțiile regionale permit ajustarea în timp a poziției tranzițiilor active ale semnalului de tact ce ajunge în final la rețelele locale de distribuție, acesta fiind și elementul distinctiv pentru acest nivel al rețelei de distribuție a semnalului de tact. Nivelurile locale din ierarhie funcționează din nou după principii clasice. Deoarece ele acționează efectiv circuitele logice de sincronizare, efortul total la care sunt supuse este maxim. Pentru că trebuie să asigure o realiniere cât mai mică în cadrul unei regiuni deservite de un bloc local, în general, acest nivel este construit ca o rețea echipotențială.

1.4.3 Rețele de distribuție de clock rezonante

Pentru problema distribuirii semnalului de tact în fază, cu minimizarea efectului erorilor aleatoare, s-au impus câteva tehnici noi ce profită de domeniul de frecvențe lucru atins actual de sistemele digitale.

Astfel, în [16], [17], [40], [41], [42] se încearcă distribuirea semnalului de tact pe suprafețe mari folosind oscilatoare distribuite sau tehnici împrumutate din domeniul microundelor. Pornind de la dimensiunile circuitului integrat, se poate arată destul de ușor că la frecvențele actuale de lucru, sistemul trebuie considerat ca fiind un sistem lucrând în domeniul microundelor. Ca exemplu, având o linie de transmisie integrată pe siliciu, cu încărcare capacitivă suplimentară moderată (dată de către sarcinile de clock acționate) astfel încât viteza de propagare a unei electromagnetice este în jur de o treime din viteza lumii în vid (o linie neîncărcată construită în același mediu prezintă o viteză de propagare a semnalului de aproximativ o jumătate din viteza luminii în vid [43]), lungimea de undă a unui semnal cu frecvența de 4.5GHz va fi de aproximativ 22mm. Comparând această lungime cu dimensiunile uzuale pentru circuitele integrate complexe actuale, este evident că se vor manifesta puternice efecte de linii lungi la nivelul pastilei de siliciu. Ca un corolar – acest lucru mai înseamnă că tronsoane de linie având dimensiuni rezonabile la nivel de circuit integrat pot deja să funcționeze ca elemente oscilante de impedanță simulate conform tehnicilor frecvențelor înalte [43] – acesta este și motivul pentru care aceste rețele sunt denumite rezonante.

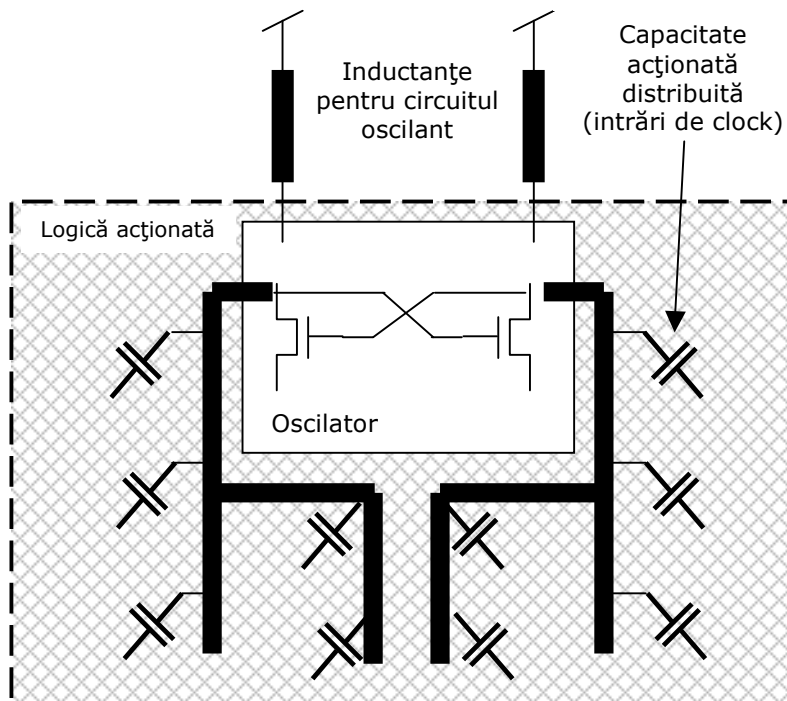


Fig. 1.14 Rețea rezonantă (oscilantă) cu capacitate distribuită

Referințele [16], sau [17] realizează un semnal de tact relativ în fază pe o mare parte a circuitului integrat prin construirea unui oscilator de tip LC în care rolul capacității este preluat de către încărcarea rețelei de distribuție de tact. Practic, se construiește un oscilator distribuit utilizând un inductor cuplat direct la rețeaua de tact. Erorile aleatoare ale elementelor acționate sunt reduse prin faptul că operarea tuturor nodurilor acționate se face prin punerea lor în paralel (deci de dimensiuni echivalente foarte mari). Totuși, prin modul de construcție al distribuției, circuitul va prezenta în continuare o nealiniere cu atât mai mare cu cât suprafața deservită este mai mare. Acest lucru se întâmplă deoarece rețeaua nu se folosește de calitățile mediului de transmisie – de fapt, fenomenele de propagare sunt ignorate în proiectare. Inductanța necesară întreținerii oscilațiilor poate să fie externă circuitului integrat [16] așa cum se poate vedea și din figura 1.14, sau poate fi construită tot într-o manieră distribuită, plasată în noduri intermediare ale unei rețele de distribuție clasice (în H) [16], [17].

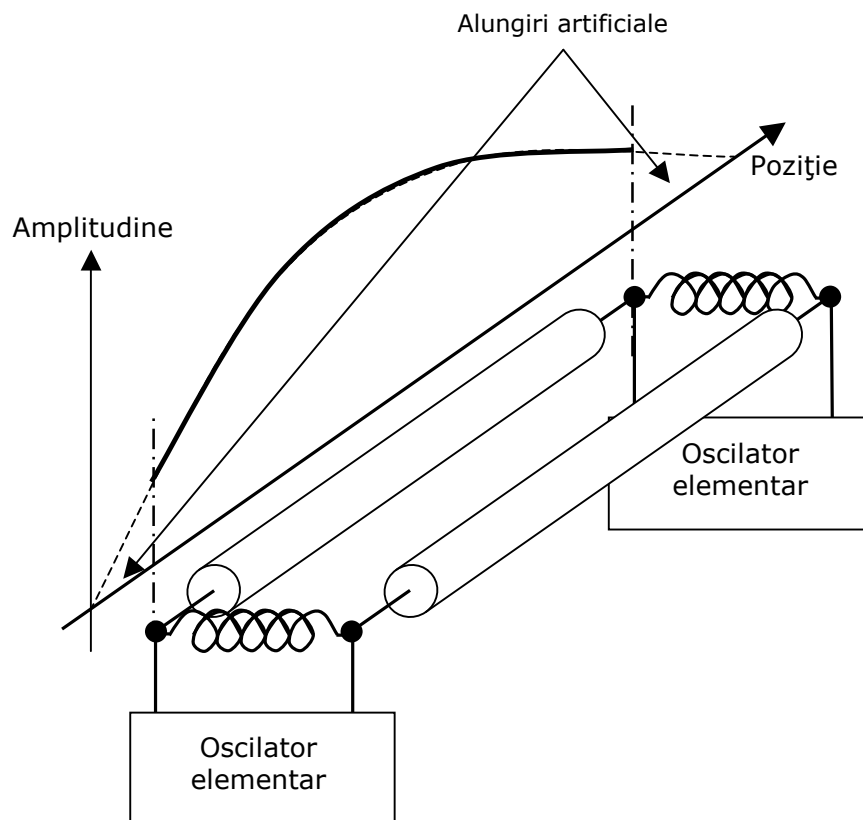


Fig. 1.15 Principiu de funcționare pentru rețea rezonantă (oscilantă) cu undă staționară

Este important de subliniat că această abordare permite și scăderea puterii disipate de către rețeaua de distribuție de tact întrucât amplitudinea semnalului nu este generată în mod activ, prin încărcarea și descărcarea la fiecare tranziție a

semnalului a unei capacități de către un buffer (echivalent) de dimensiuni mari, ci prin transferul de energie între cele două elemente rezonante. Puterea ce trebuie furnizată de către elementele active este strict puterea necesară întreținerii oscilațiilor sau compensării pierderilor.

Ideea din referințele anterioare poate fi dusă însă mai departe de atât, observând că rolul inductanței poate fi luat de tronsoane de linie de transmisie. Astfel, [41] sau [42] construiesc tot oscilatoare distribuite pentru rețeaua de distribuție a semnalului de tact însă de data aceasta se folosesc proprietățile de propagare a semnalului pe liniile de interconexiune între nodurile auto-oscilante. În principiu, oscilatoare elementare vor fi plasate în nodurile echivalente de tensiune (dar ca observație, aceste noduri de tensiune pot fi emulate prin includerea unor inductanțe adiționale, cu rol de lungire artificială a lungimii electrice a liniilor de transmisie [42], [43]) urmând ca pe tronsoanele de metalizare ce unesc celule alăturate să se formeze o configurație de undă staționară, conform figurii 1.15.

Și aici, uniformizarea fazei semnalului distribuit se face practic prin punerea în paralel a nodurilor oscilante (deși aici punerea în paralel nu este directă cum a fost la referințele anterioare), rezultând, practic, o sinfazare a tuturor oscilatoarelor.

O altă abordare interesantă, la limită putând fi considerată tot de tip rezonant, este cea prezentată în figura 1.16 [40]. Aici se renunță complet la ideea creării unor oscilatoare și se profită de proprietățile de propagare ale mediului de pe pastila de siliciu. Practic, se construiește un inel de transmisie (însa cu elemente amplificatoare intercalate necesare pentru refacerea formei de undă și pentru determinarea unui sens preferențial de propagare) a cărui lungime electrică echivalentă determină frecvența semnalului de tact văzut de către elementele acționate. Ideea constă în injectarea unui puls de tensiune în acest inel, urmând ca apoi, prin fenomenul de propagare a undelor electromagnetice, acest puls să se propage în mod continuu pe inelul de transmisie. În acest tip de distribuție, frecvența de funcționare minimă este practic determinată de lungimea electrică a inelului. Sub această frecvență minimă sistemul nu poate să lucreze deoarece începutul pulsului injectat va prinde din urmă capătul lui, rezultând în cele din urmă o interferență destructivă. În schimb, rețeaua poate să funcționeze pe oricare dintre armonicile superioare ale frecvenței de baza (evident, în limitele impuse de tehnologia de fabricație a circuitului integrat). Deși se folosesc tehnici specifice circuitelor de microunde, acest tip de rețea folosește unde călătoare într-un inel în locul celor staționare. Este de asemenea interesant de remarcat și modul în care se reface forma semnalului distribuit, respectiv stabilirea direcției preferențiale de propagare. Celula amplificatoare este de fapt un circuit latch CMOS, deci o pereche de inversoare conectate încrucișat. Acest amplificator prezintă un puternic factor de reacție pozitivă atunci când este polarizat în zona de amplificare. În această regiune, circuitul se va comporta ca un circuit cu impedanță de intrare negativă, însemnând că este capabil să refacă amplitudinea semnalului distribuit. În momentul în care ieșirea atinge barele de alimentare, câștigul scade foarte mult și circuitul intră în zona de funcționare rezistivă. Acest dualism este exploatat pentru stabilirea sensului preferențial. Presupunând că unda călătoare a început să se propage într-un sens, celulele amplificatoare noi pe care le va întâlni în direcția de propagare vor fi acționate spre regiunea de impedanță negativă și vor bascula în sens opus. Dacă unda s-ar propaga în sensul opus, celulele amplificatoare întâlnite ar fi deja basculate în poziția impusă de undă – acest lucru înseamnă că circuitele vor fi în regiunea rezistivă și vor absorbi practic unda inversă.

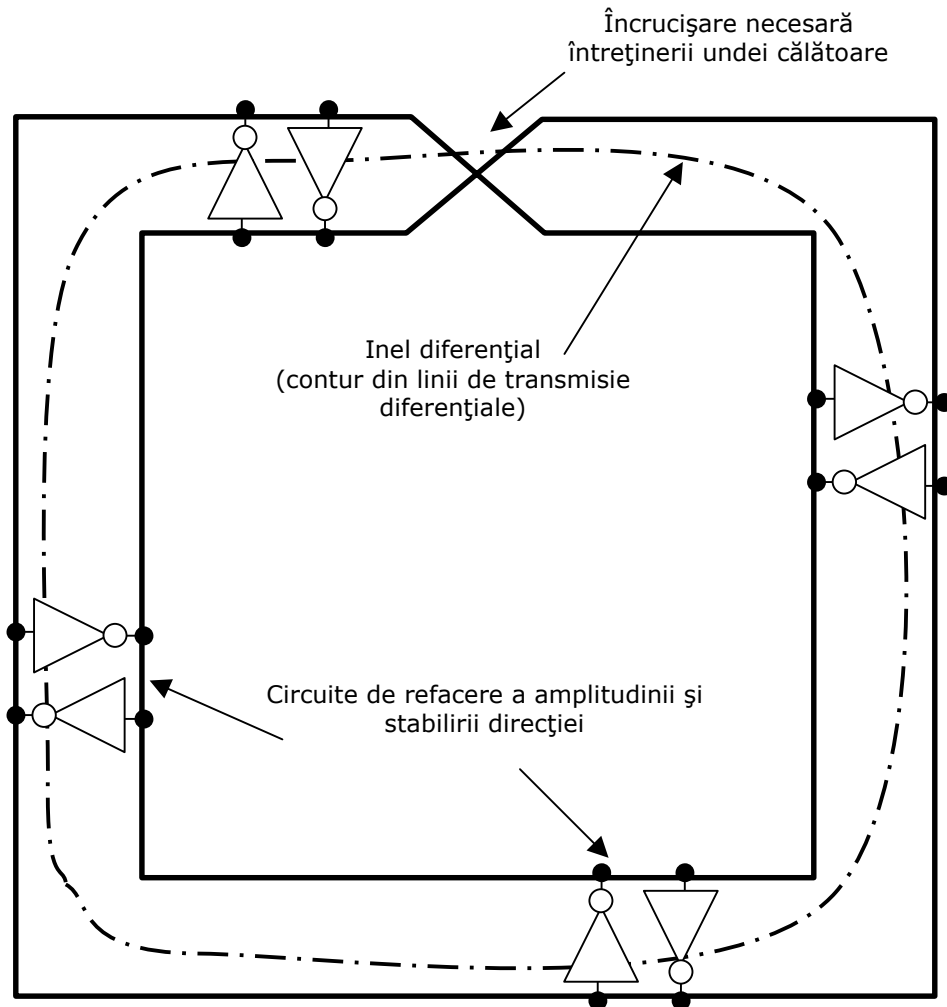


Fig. 1.16 Celulă de rețea de distribuție de tact cu inel de transmisie cu undă călătoare

Toate aceste rețele de distribuție rezonante de tip LC sau LC emulat beneficiază de reducerea puterii consumate prin reciclarea energiei între cele două elemente reactive. Totuși, la nivelul bugetului total de putere, această reducere nu este pe atât de importantă pe cât ar părea la prima vedere. Așa cum se poate vedea din figura 1.17 desenată pentru rețea conform [41], însă aplicabilă evident și celorlalte rețele rezonante, acest lucru se datorează caracterului discret, limitat, al regiunilor în care se face distribuția în fază a semnalului de tact. **Dincolo de tronsoanele de linie de transmisie utilizate, semnalul de tact trebuie distribuit de factură clasică pentru circuitele integrate de mari dimensiuni, printr-o rețea locală (de obicei cu buffere) – acest lucru înseamnă că sarcina finală a nodurilor acționate (având ponderea cea mai mare din**

sarcina totală a rețelei de distribuție de clock) trebuie în continuare să fie încărcată sau descărcată în mod activ, la fiecare tranziție. Acest efect apare și la rețeaua cu undă călătoare în inel.

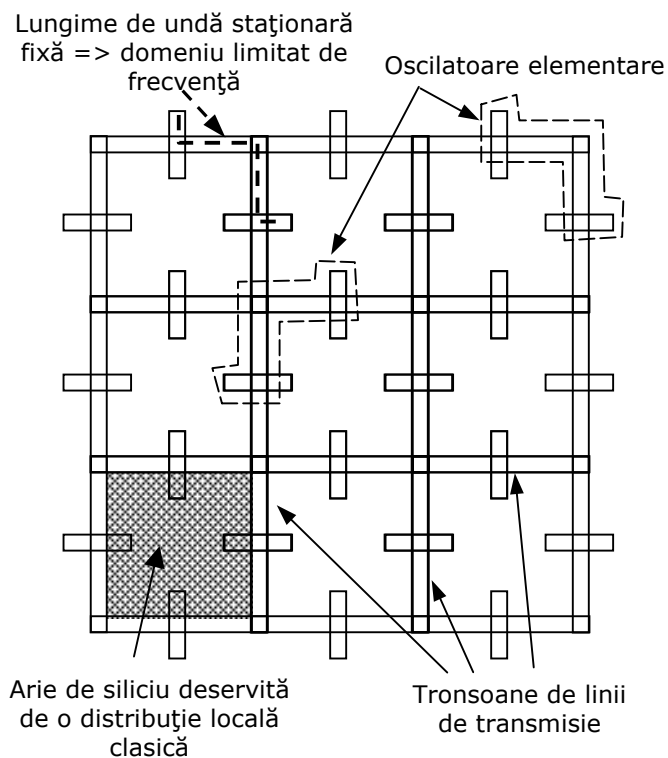


Fig. 1.17 Partiționare rețea de clock rezonantă – rețea de distribuție clasică

1.5 Rețele de distribuție salfazice – obiectivul tezei de doctorat

Așa cum s-a văzut în subcapitolele anterioare, distribuirea semnalului cu erori minime de aliniere este posibilă până la o anumită limită impusă de către procesul de fabricație efectivă a circuitelor integrate. Dacă se dorește o îmbunătățire dincolo de ce este realizabil doar prin tehnici de proiectare, trebuie intervenit asupra arhitecturii rețelei de distribuție de tact. Alternativele propuse în mod uzual încearcă să realizeze acest lucru prin introducerea unui grad nou de libertate în sistem – aliniere ajustabilă fie automat, în buclă închisă, fie post-fabricație – sau prin abordarea unor tehnici speciale, adaptate lucrului la frecvențe mari, cum este cazul rețelelor de distribuție rezonante.

O altă mare problemă specifică rețelelor de distribuție de tact este ponderea puterii disipate în puterea totală consumată de către circuitul integrat. În această privință, cea mai bună alternativă se pare că este reducerea excursiei de tensiune pentru semnalul de clock. În felul acesta, puterea necesară operării distribuției

scade în mod drastic, putându-se ajunge la valori teoretice de până la un nivel de 25% din puterea inițială în cazul în care saltul de tensiune se reduce la jumătate. La nivel de circuit integrat, acest lucru, aparent, duce la o scădere a puterii consumate până la circa 60% – 65% din puterea inițială. Practică arată însă o scădere mai puțin importantă, depinzând de metoda prin care se face reducerea saltului de tensiune. Astfel, valori mai apropiate de realitate, pentru același caz al reducerii excursiei de tensiune la jumătate, ar fi undeva la circa 50% – 70% din puterea pentru rețeaua de clock (dată de reducerea prin disipare pe elemente nereactive a diferenței de tensiune și de creșterea ușoară a încărcării capacitive), respectiv la doar 75% – 85% din consumul total inițial.

Metodele de distribuție rezonantă pentru semnalul de tact sunt eficiente și la acest capitol, nu doar la realizarea alinierii corecte a semnalului. Prin faptul că o bună parte din energia injectată în sistem este recirculată între elementele reactive de tip L și C, sursele de alimentare trebuind să debiteze doar puterea necesară compensării pierderilor prin conducție sau radiație, eficiența acestor rețele se apropie de cea a metodelor de reducere a amplitudinii semnalului – acest lucru este valabil însă doar când vine vorba despre distribuția în fază a tactului pe distanțe mari. Cum acest tip de distribuție se face, în general, pe ochiuri de circuit, ultimul nivel de sincronizare fiind realizat de factură clasică, nici aceste rețele nu reușesc să coboare puterea totală consumată spre nivelurile teoretice.

La nivel de aplicație ce folosește circuite integrate de mare viteză, în [44], [45] este propusă o abordare care este capabilă să asigure semnale de tact având diferențe de fază practic nule pe distanțe extinse din sistem. Acest lucru este posibil prin adoptarea unui regim de lucru la înaltă frecvență, cu linii de transmisie lucrând neadaptat, cu reflexii totale la capătul opus generatorului de semnal. Reflexia totală este de așa manieră calibrată încât intrarea în rețeaua de distribuție a semnalului de clock să prezinte un ventru de tensiune al configurației de undă staționară ce se formează. Dacă linia de transmisie este cu pierderi nule, (în practică funcționează și cu pierderi suficient de mici astfel încât configurația de undă staționară să se mențină), atunci lungimi extinse din configurația de undă staționară vor avea aceeași lege de variație în timp, cu defazaje de 180 de grade între regiuni alăturate, separate de câte un nod de tensiune – figura 1.18. De la aceste salturi bruște de tensiune derivă și denumirea acestui tip de distribuție – salfazică. Termenul este construit prin alăturarea și abrevierea termenilor „salt de fază” (pentru limba română), respectiv „phase saltation” (pentru limba engleză, unde termenul impus are grafia „salphasic”). Prezența ventrului de tensiune în nodul de intrare se traduce prin încărcare minimă pentru generatorul de semnal – într-adevăr, condiția de reflexie totală cu ventru de tensiune la intrarea în linie se traduce printr-o condiție de gol – sarcină infinită – în nodul generatorului [43].

Referința [46] duce un pas mai departe această idee, trecând de la nivel de aplicație la nivel de capsulă de circuit integrat. Configurația de undă staționară este creată pe un plan conductor (cu pierderi minime) de pe capsula circuitului integrat. Se poate astfel simplifica distribuția semnalului de tact cu erori de aliniere minime pe suprafața circuitului integrat prin conectarea din loc în loc la structura externă plachetei de siliciu. Figura 1.19 prezintă o astfel de situație în care conexiunea dintre circuitul integrat și suprafața conductoare se face cu o matrice uniformă de treceri conductoare, aplicabilă pentru un circuit digital cu o structură uniformă. Pentru că dimensiunile fizice ale sistemului sunt mult reduse față de cele ale aplicației, metoda aceasta de distribuție este utilizabilă la frecvențe foarte mari, tocmai acolo unde realizarea la nivel de circuit integrat devine problematică. În plus, un avantaj

important al metodei, ilustrat și în [44] sau [45], este acoperirea unei arii bidimensionale cu eforturi minime.

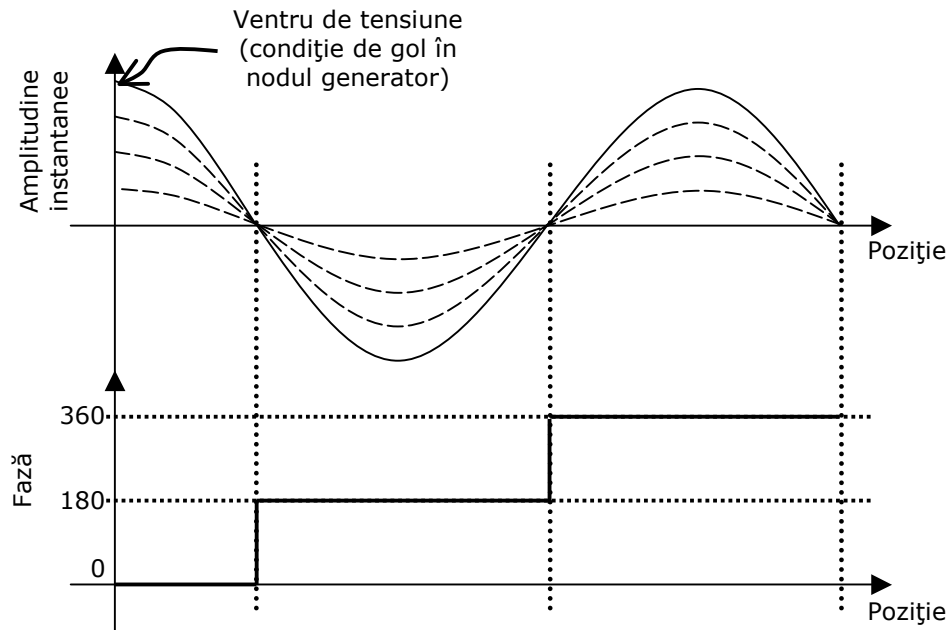


Fig. 1.18 Variația semnalului și a fazei în funcție de poziția pe linia de transmisie salfazică

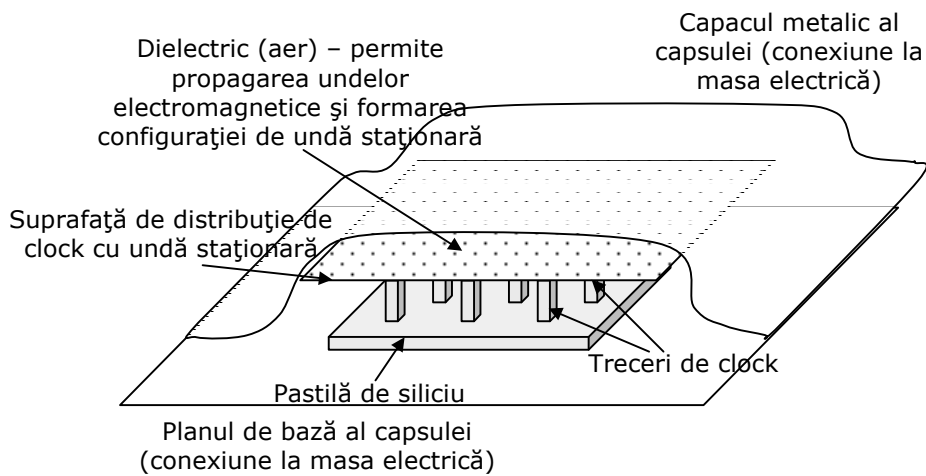


Fig. 1.19 Distribuție cu undă staționară bidimensională la nivel de capsulă de circuit integrat

Pentru trecerea la nivelul următor – cel de distribuție salfazică la nivel de circuit integrat – trebuie luate măsuri speciale de compensare a pierderilor în conductoare. Operarea circuitelor integrate la frecvențe de lucru ridicate (de ordinul gigahertzilor) impune ca efectul pelicular la curgerea curentului electric să aibă un rol doar de ordin secundar, în caz contrar, timpii de propagare pe traseele de interconexiune integrate ar fi puternic dependente de frecvența sau de lățimea pulsurilor digitale vehiculate, făcând astfel imposibilă o analiză corectă de timing. Minimizarea efectului pelicular pe un domeniu extins de frecvență se poate face în mod eficient doar prin reducerea grosimii traseelor de metalizare până la ordine de mărime comparabile cu adâncimea de pătrundere a curentului electric în materialul conductor. Prin utilizarea unor pelicule foarte subțiri pentru nivelurile de metalizare de pe placheta de siliciu se ajunge însă într-o situație în care pierderile în conducție pe aceste niveluri devin importante, rezistența electrică fiind cu atât mai mare cu cât secțiunea materialului conductor este mai mică. Pentru scalarea agresivă a dimensiunilor minime ale tranzistoarelor și creșterea frecvenței maxime de operare, practica a impus trecerea la niveluri de metalizare din cupru în locul celor din aluminiu, folosite inițial în tehnica circuitelor integrate. Din păcate, chiar și pentru cupru, pierderile de putere la trecerea curentului electric rămân importante, incompatibile direct cu metoda de distribuție salfazică.

Referințele [12], [15] sau [41] prezintă o metodă prin care se intervine activ pentru compensarea efectului rezistiv al traseelor de interconexiune (în practică, al liniilor de transmisie). Este vorba despre utilizarea unor circuite convertitoare de impedanță negativă. Prin modul de conectare paralelă al acestor circuite la liniile de transmisie, structura celulei elementare cu elemente de circuit concentrate din modelul liniilor de transmisie rămâne valabilă și în cazul compensării pierderilor. **O compensare activă serie a rezistenței traseelor (echivalentă cu intercalarea în circuit a unor circuite rezistive echivalente de rezistență negativă având același modul cu rezistența ce trebuie compensată) ar fi dus la modificarea celulei elementare prin adăugarea de niveluri suplimentare de întârziere (deci elemente echivalente reactive), respectiv prin impunerea unei asimetrii cu privire la direcția de propagare a semnalului (deci a unor elemente echivalente neliniare).**

Lucrarea [12] realizată de autor este prima care combină metoda de distribuție salfazică cu metoda de compensare a pierderilor, permițând astfel realizarea distribuției la nivel de plachetă de siliciu. **Aceeași referință a prezentat, de asemenea, o configurație de undă staționară realizată pe întreaga suprafață a circuitului integrat.** Din nefericire, referința nu a reușit să dezvolte un model teoretic complet (și eficient) pentru această extensie bidimensională, la fel cum nici [44] sau [45], deși ele sunt cele ce introduc conceptul de geometrie salfazică extinsă, nu oferă un model teoretic viabil pe baza căruia inginerul proiectant să fie capabil să stabilească setul de constrângeri esențiale pentru sistem (impedanța caracteristică a structurii, constanta de propagare și lungimea de undă a semnalului pe structura de transmisie, de unde derivă impedanța de sarcină necesară creării reflexiei totale cu condiție de gol la generator, etc.).

În cazul realizării unei distribuții salfazice cu geometrie generalizată, spre deosebire de toate celelalte tehnici neconvenționale de distribuire a semnalului de tact, orice punct din sistem, prin conectarea directă la suprafața de distribuție, va avea un semnal de tact aliniat corect față de semnalul de intrare, fără necesitatea utilizării unor distribuții locale pentru acționarea efectivă a elementelor de sincronizare. Încărcarea

capacitivă dată de intrările circuitelor acționate, fiind distribuită relativ uniform pe aria circuitului integrat se poate considera ca făcând parte din capacitatea intrinsecă a structurii. Cu alte cuvinte, capacitatea de sarcină pentru semnalul de tact va fi parte integrantă, inseparabilă, a rețelei de distribuție de clock. În combinație cu regimul de lucru cu undă staționară în condițiile unei reflexii totale la capătul opus generatorului, acest lucru se traduce într-un nivel de putere necesară distribuției neglijabil, la nivel teoretic independent de valoarea efectivă a capacității de sarcină. Practic, o rețea de distribuție salfazică integrată pe pastila de siliciu va necesita putere electrică activă doar un etaj foarte mic (relativ la capacitatea totală ce trebuie acționată) de amplificare, pentru circuitele de compensare a pierderilor în conducție și, respectiv, pentru circuitele de gestionare și calibrare a rețelei. Excluzând partea de gestiune a rețelei, comparația făcută în [47] între o rețea clasică și una salfazică lucrând la circa 3GHz arată un raport de 50 - 60 între puterile consumate - circa 60W pentru o rețea clasică, respectiv puțin peste 1W pentru cea salfazică, valoare cu adevărat impresionantă.

Aplicată la nivelul întregului circuit integrat, distribuirea salfazică a semnalului de tact, pe lângă realizarea unei condiții de aliniere aproape perfectă, permite practic reducerea puterii consumate până la niveluri de ordinul 10% - 40% din cea a unei rețele convenționale, deci, luând valoarea tipică de 50% din puterea totală pentru distribuție de clock uzuală, de 55% - 70% din puterile totale necesare inițial implementării aceleiași funcții. Această valoare practică este la același nivel cu cea teoretică, ideală (deci, așa cum a fost arătat, nerealizabilă), pentru cazul reducerii excursiei de tensiune a semnalului de clock la jumătate din cea nominală!

Accentuarea intenționată a paragrafului anterior are rolul să sublinieze clar motivația pentru cercetarea întreprinsă în cadrul doctoratului. Soluționarea concomitentă a ambelor probleme capitale asociate rețelelor de distribuție de tact pe circuitele de mare performanță (atât în viteză de procesare cât și în complexitate) reprezintă un rezultat de valoare deosebită.

Teza actuală își propune în continuare să facă o fundamentare completă a unei rețele de distribuție de tact salfazice la nivel de circuit integrat. Pentru aceasta este necesară atingerea și rezolvarea câtorva aspecte esențiale.

Primul aspect ce trebuie tratat este asigurarea unui mediu de propagare a semnalului cu pierderi cât mai puține (în mod ideal nule). Aici nu este vorba doar despre **obținerea unui circuit capabil să asigure compensarea pierderilor rețelei ci și despre propunerea unei metode capabile să asigure compensarea automată, în mod continuu, a acestora. Fără această compensare automată, rețeaua de distribuție salfazică nu ar putea opera în condiții reale de funcționare în care parametrii de circuit variază nu doar ca urmare a procesului de fabricație ci și ca urmare a modificării tensiunii de alimentare sau a temperaturii. Mai mult, un algoritm automat de compensare permite scăderea timpului de punere la punct a sistemului la capătul liniei de producție a pastilei de siliciu, prin eliminarea unei eventuale proceduri de calibrare și optimizare post-fabricație.**

Al doilea aspect critic este crearea unui model teoretic coerent pentru geometriile generalizate ale rețelei de distribuție salfazice, cel puțin pentru cazul unei suprafețe de distribuție. Modelul teoretic, așa cum a fost spus anterior, trebuie să permită oricărui inginer proiectant să dezvolte o soluție practică, adaptată tehnologiei și arhitecturii folosite în implementare.

Analiza de mai sus a distribuției salfazice a neglijat un aspect important – configurația de undă staționară convertește practic bugetul de nealiniere într-o variație a amplitudinii semnalului de clock distribuit. Această variație înseamnă că elemente de sincronizare aflate la coordonate diferite pe suprafața circuitului integrat vor vedea o amplitudine diferită pentru semnalul de comandă. Așa cum se poate urmări în figura 1.18, amplitudinea semnalului urmărește o funcție (cvasi) periodică (cosinusoidală pentru cazul cel mai simplu) cu dependență de poziția punctului considerat față de nodul generator de semnal. Din acest motiv, pentru o funcționare corectă a circuitului integrat cu o rețea de distribuție salfazăică, beneficiind de toate avantajele acesteia, **este necesară descrierea unei familii logice, cel puțin pentru circuitele de sincronizare, capabile să opereze cu semnal de tact de amplitudine redusă**, preferabil având caracteristici configurabile în funcție de coordonatele fizice din sistem.

Aceste trei aspecte sunt cele necesare și suficiente soluționării rețelei de distribuție salfazăice la nivel de circuit integrat, toate cele trei fiind în strânsă legătură unul cu altul. Se poate face observația că metoda de compensare a pierderilor împreună cu familia logică ce trebuie dezvoltată reprezintă o categorie generală pentru orice geometrie de sistem salfazăic aleasă, în timp ce modelul teoretic constituie o situație de „nișă”, aplicabilă geometriilor generalizate. S-au pus ghilimele în jurul cuvântului nișă deoarece acesta trebuie înțeles în sensul geometriilor de circuit și nu în sensul numărului de circuite integrate unde este aplicabilă o structură generalizată.

Următorul capitol se va ocupa de aspectele generale – propunerea unui algoritm de compensare automată a pierderilor, respectiv descrierea circuitelor electronice necesare pentru compensarea pierderilor și a lucrului cu semnalul de tact de amplitudine variabilă.

Capitolul 3 va studia extensiile bidimensionale posibile pentru rețelele de distribuție salfazăice. Capitolul va dezvolta modelele teoretice și va indica soluții practice concrete pentru realizarea structurii la nivel de circuit integrat.

În final, în capitolul de concluzii, se va face o sinteză a tuturor soluțiilor noi găsite în urma cercetărilor întreprinse.

1.6 Concluzii

Așa cum a fost arătat, rețeaua de distribuție de tact este o parte esențială a oricărui circuit integrat performant. Proiectarea corectă a unui circuit integrat nu se încheie decât în momentul în care simulările dovedesc că toate circuitele acționate de către semnalul de tact de pe întreaga arie de siliciu vor avea semnal de comandă cu caracteristici conform cerințelor de proiectare.

Este important de subliniat că efortul la care este supusă rețeaua de distribuție de tact, și implicit efortul depus pentru proiectare ei corectă, se menține cel puțin la același nivel existent ca cel pentru versiunile anterioare ale unui proiect, respectiv pentru generațiile anterioare de proces de fabricație. Acest efect este complet caracterizat pentru orice circuit integrat prin funcția obiectiv introdusă în acest capitol - produsul dintre dimensiunea circuitului $S(n)$ (așa cum a fost definită în [1]), respectiv frecvența F de operare a sistemului. Acest produs $S(n) \cdot F$, pentru o

funcție de circuit dată, se menține cel puțin constant, mai degrabă crescător, de la o generație la alta a produsului.

Tot în acest capitol a fost definit un alt parametru specific pentru o rețea de distribuție de tact – efortul per tranzistorul unitate din rețeaua de distribuție de tact. Acest efort vine în strânsă legătură cu produsul menționat anterior, fiind, de fapt, două expresii diferite ale aceluiași efect.

Cele două definiții la nivel abstract echivalente pentru un sistem, efortul per tranzistorul unitar, respectiv produsul $S(n) \cdot F$, permit selectarea acelei implementări în care valoarea absolută a parametrului este mai mică. Efectul final va fi operarea la frecvența dorită însă la putere disipată mai mică – ținând cont de nivelul la care ajunge consumul de putere al rețelei de distribuție din bugetul total de putere consumată este evidentă această alegere.

Pentru proiectarea corectă a rețelelor de distribuție de tact trebuie stabilit care va fi arhitectura folosită cât mai devreme în planificarea proiectului – principii clasice cum ar fi distribuție cu buffere sau cu structură simetrică de tip H sau X, sau principii alternative cum ar fi distribuții rezonante, respectiv dacă se vor folosi tehnici speciale pentru îmbunătățirea performanțelor; cum a fost prezentat, utilizarea nealinerii pozitive pentru semnalul de tact permite, cel puțin până la un anumit punct, creșterea frecvenței de operare a sistemului.

Referitor la rețelele de distribuție lucrând pe principii clasice (în care un amplificator echivalent mare încarcă și descarcă capacitatea de sarcină la fiecare tranziție a semnalului de clock) **a fost demonstrat că oricât de bune ar fi măsurile luate pentru minimizarea skew-ului, tot timpul va exista un rest necontrolabil, dat erorile de împerechere a elementelor active folosite în circuitele amplificatoare din distribuția de tact. Dacă nu sunt luate în calcul aceste erori și proiectarea rețelei se face greșit (cu prea multe buffere) se poate ajunge ca întregul buget de nealiniere să fie consumat doar de neîmperecherea tranzistoarelor.**

Cerințele din ce în ce mai stringente din ultima vreme cu privire la performanțele sistemelor digitale au impus și câteva soluții alternative de distribuire a semnalului de tact cu mai multe posibilități de optimizare a puterii consumate sau a îmbunătățirii alinierii. De exemplu, utilizarea unei excursii reduse de semnal pentru distribuția de tact permite reducerea importantă a puterii disipate în rețea. Este important de remarcat că această reducere de putere se referă doar la puterea disipată în rețea. Pentru situațiile concrete trebuie considerat și modul în care se face reducerea excursiei de tensiune – de cele mai multe ori fiind vorba despre o preluare a diferenței de tensiune pe circuite echivalente rezistive.

O posibilitate de a depăși limitările impuse de erorile aleatorii de nealiniere este folosirea rețelelor de distribuție cu realiniere. Pentru aceste soluții semnalul de tact este trecut prin circuite suplimentare de întârziere reglabile. Ajustarea timpilor finali de propagare se poate face fie automat, în buclă închisă, fie pe baza unor teste efectuate la prima punere în funcțiune a circuitului. În realitate, pentru că și circuitele de realiniere sunt afectate de erori aleatoare, nici sistemele cu realinierea semnalului de tact nu pot asigura o creștere importantă a performanțelor (sunt însă justificate din punct de vedere comercial prin scăderea numărului de componente respinse ca necorespunzătoare la capătul liniei de producție).

Un beneficiu important al rețelelor rezonante este faptul că puterea folosită la acționarea lor este doar o fracțiune din puterea folosită în rețelele clasice. Acest lucru rezultă din modul de recirculare a energiei între elementele rezonante, rețeaua de distribuție trebuind să transfere putere doar pentru compensarea pierderilor. Totuși, deși reușesc să acopere o arie de siliciu mare cu un semnal care are

proprietăți de aliniere mult mai bune decât pentru rețelele clasice, așa cum s-a arătat, în continuare vor fi regiuni în care semnalul de tact va trebui distribuit de factură clasică.

Așa cum a fost descris, cele mai bune rezultate se obțin însă cu ajutorul rețelelor de distribuție salfazice, extinse pentru cazul acoperii unei suprafețe bidimensionale. **Pentru că această soluție permite soluționarea concomitentă a celor două probleme majore cu care se confruntă domeniul distribuției semnalului de tact, ele vor face obiectul studiului ce urmează.**

Capitolul 2

Distribuția salfazică la nivel de circuit integrat

Întrucât referințele [44], [45] sau [12] au dezvoltat deja aparatul matematic (destul de simplu) specific unei distribuții salfazice, prezentul capitol va face doar o scurtă trecere prin principiile generale specifice sistemelor cu pierderi neglijabile (realizabile la nivel de cablaje imprimare). Referințele amintite mai sus, respectiv [43] permit familiarizarea cu relațiile specifice liniilor de transmisie.

Scopul principal al capitolului este extinderea la nivel de circuit integrat a metodei de distribuție salfazice pentru semnalul de tact, dincolo de punctul unde a fost lăsată în [12]. După cunoștințele autorului, referința citată anterior a fost prima care a propus acest tip de distribuție direct pe placheta de siliciu însă multe dintre aspectele practice, fără de care o implementare reală ar fi nefuncțională, nu au fost acoperite.

De exemplu, s-a demonstrat o metodă de compensare a pierderilor liniilor de transmisie integrate dar fără considerarea variațiilor parametrilor tehnologici pentru structurile active și pasive folosite. De asemenea, un lucru esențial ce nu a fost tratat este necesitatea definirii unei metode robuste de eliminare automată a pierderilor pe structura de distribuție. Un astfel de algoritm trebuie să funcționeze independent de intervenția utilizatorului final pentru circuitul integrat, să elimine în mod continuu deriva termică sau cu tensiunea de alimentare a condiției de compensare a pierderilor sau să fie independent de calibrarea terminației liniilor de transmisie necesară creării configurației de undă staționară.

Fără o metodă de compensare automată, rețelele de distribuție salfazice pe circuitele integrate ar fi utilizabile doar în condiții strict controlate, de laborator, acoperind doar o nișă îngustă care, în plus, nu este neapărat în căutarea unei noi soluții pentru distribuția de clock. Rezolvarea compensării direct pe placheta de siliciu deschide un larg domeniu de aplicabilitate pentru distribuția salfazică, făcând-o atractivă de exemplu pentru produsele de larg consum cum ar fi procesoarele performante de putere redusă (destinate în special dispozitivelor mobile laptop, tablete sau telefoane).

Ultimul element, neglijat complet de referința [12], este descrierea unei familii logice capabile să lucreze cu semnalul de tact distribuit. Prin modul de formare a semnalului de clock în rețeaua de distribuție, dacă porțile logice de sincronizare nu sunt corect proiectate, este posibilă pierderea avantajului major al configurației salfazice și anume funcționarea perfect în fază a sistemului, pe distanțe foarte mari. Circuitele digitale standard necesită un semnal de tact de amplitudine bine determinată iar dacă nivelul de tensiune al semnalului de clock se modifică fără o ajustare corespunzătoare a parametrilor porților logice se va produce o conversie a variației de amplitudine în variație de fază, deci în nealiniere a momentelor de comutare între diferite puncte ale circuitului integrat.

În cele ce urmează, după scurta descriere a principiului, se vor prezenta soluțiile absolut necesare pentru implementarea practică a unei rețele de distribuție salfazice: metoda de compensare automată a pierderilor în conducție pe liniile de transmisie, circuitul activ utilizat efectiv pentru compensarea pierderilor, respectiv familia logică necesară operării cu niveluri de semnal de tact de amplitudine variabilă în funcție de coordonata de poziție în sistem.

2.1 Condiții generale pentru distribuția salfazică

Așa cum a fost prezentat în [44] sau [12], [14], funcționarea în condiții salfazice presupune existența unei linii de transmisie cu pierderi foarte mici (în mod ideal nule) la capătul căreia se creează o condiție de reflexie totală. Configurația de undă staționară ce se stabilește în această linie, pentru o funcționare salfazică, trebuie să prezinte un ventru de tensiune în nodul generatorului. La nivel teoretic, configurația de undă staționară se poate determina pe baza soluției ecuațiilor diferențiale asociate unei linii de transmisie ideale, infinit de lungi [43], [12], [14], [44]:

$$u(x, t) = U_0^D \cdot e^{j \cdot \omega \cdot t} \cdot e^{-\gamma \cdot x} + U_0^R \cdot e^{j \cdot \omega \cdot t} \cdot e^{\gamma \cdot x} \quad (2.1)$$

$$\gamma = \alpha + j \cdot \beta \quad (2.2)$$

În relațiile de mai sus se preferă tratarea în domeniul complex deoarece formalismul matematic este simplificat. Parametrul x reprezintă coordonata punctului considerat pe linia de transmisie pentru evaluarea soluției ecuațiilor diferențiale, măsurat dinspre generator spre sarcină. Parametrul γ reprezintă constanta de propagare a semnalului pe linia de transmisie considerată. Partea reală α a constantei de propagare determină nivelul de atenuare al semnalului, respectiv partea imaginară β reprezintă constanta de fază. Pentru o linie de transmisie cu pierderi neglijabile, partea reală a constantei de propagare este de obicei neglijată [43]. Semnul „-” din relația (2.1) de la exponențiala pentru unda directă, deși pare să indice o propagare dinspre sarcină spre generator, este totuși corect. Se poate observa că amplitudinea undei directe va scădea cu un factor exponențial dependent de constanta de atenuare α pe măsura creșterii distanței față de generator.

U_0^D și U_0^R reprezintă amplitudinile pentru undele de tensiune directe, respectiv reflectate, măsurate în punctul de coordonată 0 (la generator). Direcția de propagare pentru unda directă este în sensul creșterii coordonatei de poziție.

Așa cum a fost amintit, metoda de distribuție salfazică presupune crearea unei condiții de reflexie totală la capătul opus generatorului. Pentru linia considerată, reflexia totală este asigurată de către o sarcină pur reactivă. Ținând cont de faptul că linia este cu pierderi neglijabile, amplitudinea undei reflectate va fi egală cu amplitudinea undei directe: $U_0^D = U_0^R = U_0$, soluția ecuației diferențiale putându-se simplifica:

$$u(x, t) = U_0 \cdot \left(e^{j \cdot \omega \cdot t} \cdot e^{-j \cdot \beta \cdot x} + e^{j \cdot (\omega \cdot t + \varphi)} \cdot e^{j \cdot \beta \cdot x} \right) \quad (2.3)$$

$$u(x, t) = U_0 \cdot e^{j \cdot \omega \cdot t} \cdot \left(e^{-j \cdot \beta \cdot x} + e^{j \cdot \varphi} \cdot e^{j \cdot \beta \cdot x} \right) \quad (2.4)$$

Este important de remarcat în relația (2.3) faptul că a fost introdus un defazaj φ în unda reflectată. Acest defazaj, în primă fază considerat arbitrar, este dat de către valoarea efectivă a impedanței de sarcină ce asigură condiția de reflexie totală.

Fortând un factor comun depinzând de jumătatea defazajului φ pentru simetrizarea termenilor din paranteză și făcând trecerea de la exprimarea exponențială la cea trigonometrică pentru termenii din paranteză, va rezulta pe baza unor calcule elementare:

$$u(x, t) = U_0 \cdot e^{j \cdot \left(\omega \cdot t + \frac{\varphi}{2} \right)} \cdot \left(e^{-j \cdot \frac{\varphi}{2}} \cdot e^{-j \cdot \beta \cdot x} + e^{j \cdot \frac{\varphi}{2}} \cdot e^{j \cdot \beta \cdot x} \right) \quad (2.5)$$

$$u(x, t) = 2 \cdot U_0 \cdot e^{j \cdot \left(\omega \cdot t + \frac{\varphi}{2} \right)} \cdot \cos \left(\beta \cdot x + \frac{\varphi}{2} \right) \quad (2.6)$$

Se observă că termenul ce impune comportarea în domeniul timp din relația (2.6) este complet independent de variabila de poziție x . Din această condiție derivă practic avantajul distribuirii salfazice a semnalului de tact. Independența față de coordonata de pe linia de transmisie se traduce practic în zone discrete, dar extinse, în care variația temporală a semnalului de clock este sincronă în orice punct, diferind doar amplitudinea, ce descrie o formă cosinusoidală. Funcția descrisă în (2.6) este o funcție periodică în spațiu, cu perioada dată de constanta de propagare β , cu alte cuvinte, descrie o configurație de undă staționară. Punctele de minim ale tensiunii de linie sunt determinate de zerourile cosinusului din relația anterioară și separă domeniile discrete de fază. Se constată că la trecerile prin zero ale cosinusului, semnul amplitudinii semnalului se modifică, rezultând un salt brusc de fază de 180 de grade. Situația a fost deja ilustrată în primul capitol, în figura 1.18.

O condiție de proiectare pentru rețeaua de distribuție salfazică a semnalului de tact este ca defazajul φ introdus la reflexia de la sarcină se fie ales de așa manieră încât primul ventru al configurației de undă staționară să corespundă originii sistemului.

Dacă pierderile liniei de transmisie nu mai pot fi neglijate, configurația de undă staționară va fi afectată, mai ales în ceea ce privește condiția de fază constantă [44], [14]. **Așadar, considerând pierderi în conducție ce nu pot fi neglijate, însă suficient de mici pentru a face posibile unele aproximări, se poate scrie [14]:**

$$u(x, t) = U_0^D \cdot e^{j \cdot \omega \cdot t} \cdot e^{-a \cdot x} \cdot e^{-j \cdot \beta \cdot x} + U_0^R \cdot e^{j \cdot \omega \cdot t} \cdot e^{a \cdot x} \cdot e^{j \cdot \beta \cdot x} \quad (2.7)$$

$$U_0^R = U_0 \cdot e^{-2 \cdot a \cdot d} \cdot e^{j \cdot \varphi} \quad (2.8)$$

$$u(x, t) = U_0 \cdot e^{j \cdot \left(\omega \cdot t + \frac{\varphi}{2} \right)} \cdot e^{-a \cdot x} \cdot \left(e^{-j \cdot \left(\beta \cdot x + \frac{\varphi}{2} \right)} + e^{2 \cdot a \cdot x} \cdot e^{-2 \cdot a \cdot d} \cdot e^{j \cdot \left(\beta \cdot x + \frac{\varphi}{2} \right)} \right) \quad (2.9)$$

În relațiile de mai sus, d reprezintă lungimea totală a liniei. Ținând cont de faptul că pentru a ajunge din nou la generator unda reflectată parcurge de două ori întreaga lungime a liniei de transmisie, relația (2.8) devine evidentă. Cum s-a precizat, constanta de atenuare a se consideră suficient de mică astfel încât să fie posibilă următoarea aproximație pentru termenul din paranteza anterioară [14]:

$$u(x,t) \approx U_0 \cdot e^{j\left(\omega t + \frac{\varphi}{2}\right)} \cdot e^{-a \cdot x} \cdot \left(e^{-j\left(\beta \cdot x + \frac{\varphi}{2}\right)} + (1 - 2 \cdot a \cdot (d - x)) \cdot e^{j\left(\beta \cdot x + \frac{\varphi}{2}\right)} \right) \quad (2.10)$$

$$u(x,t) \approx U_0 \cdot e^{j\left(\omega t + \frac{\varphi}{2}\right)} \cdot e^{-a \cdot x} \cdot \left(e^{-j\left(\beta \cdot x + \frac{\varphi}{2}\right)} + e^{j\left(\beta \cdot x + \frac{\varphi}{2}\right)} \right) - \\ - U_0 \cdot e^{j\left(\omega t + \frac{\varphi}{2}\right)} \cdot e^{-a \cdot x} \cdot 2 \cdot a \cdot (d - x) \cdot e^{j\left(\beta \cdot x + \frac{\varphi}{2}\right)} \quad (2.11)$$

Folosind relațiile (2.5) și (2.6) și relația lui Euler pentru trecerea la funcții trigonometrice, ecuația (2.11) poate fi prelucrată în continuare [14]:

$$u(x,t) = 2 \cdot U_0 \cdot e^{-a \cdot x} \cdot e^{j\left(\omega t + \frac{\varphi}{2}\right)} \cdot \cos\left(\beta \cdot x + \frac{\varphi}{2}\right) - \\ - 2 \cdot U_0 \cdot e^{j\left(\omega t + \frac{\varphi}{2}\right)} \cdot e^{-a \cdot x} \cdot a \cdot (d - x) \cdot e^{j\left(\beta \cdot x + \frac{\varphi}{2}\right)} \quad (2.12)$$

$$u(x,t) = 2 \cdot U_0 \cdot e^{-a \cdot x} \cdot e^{j\left(\omega t + \frac{\varphi}{2}\right)} \cdot \cos\left(\beta \cdot x + \frac{\varphi}{2}\right) - \\ - 2 \cdot a \cdot (d - x) \cdot U_0 \cdot e^{-a \cdot x} \cdot e^{j\left(\omega t + \frac{\varphi}{2}\right)} \cdot \cos\left(\beta \cdot x + \frac{\varphi}{2}\right) - \\ - 2 \cdot j \cdot a \cdot (d - x) \cdot U_0 \cdot e^{-a \cdot x} \cdot e^{j\left(\omega t + \frac{\varphi}{2}\right)} \cdot \sin\left(\beta \cdot x + \frac{\varphi}{2}\right) \quad (2.13)$$

În ultima relație de mai sus s-a făcut separarea între partea reală și cea imaginară pentru a se putea determina efectul asupra defazajului introdus în configurația de undă staționară de către atenuarea liniei. Deoarece valoarea lui a s-a considerat mică se va neglija termenul real dependent de constanta de atenuare. Diferența de fază $\Delta\varphi$ este dată de către argumentul funcției pentru tensiunea de linie [14]:

$$\Delta\varphi = \arctg\left(\frac{\text{Im}(u(x,t))}{\text{Re}(u(x,t))}\right) \quad (2.14)$$

$$\Delta\varphi = -\arctg\left(a \cdot (d - x) \cdot \frac{\sin\left(\beta \cdot x + \frac{\varphi}{2}\right)}{\cos\left(\beta \cdot x + \frac{\varphi}{2}\right)}\right) \quad (2.15)$$

$$\Delta\varphi \approx -a \cdot (d - x) \cdot \text{tg}\left(\beta \cdot x + \frac{\varphi}{2}\right) \quad (2.16)$$

În condițiile în care constanta de atenuare este de valoare mică relativ la structura practică, relația (2.16) obținută prin aproximarea funcției $\arctg()$ pentru valori foarte mici ale argumentului este suficient de precisă. Funcția obținută cu aproximările făcute este pseudoperiodică, având o frecvență spațială dublă față de cea a tensiunii de linie (dependența amplitudinii defazajului de poziția pe linie face

ca relația să nu fie perfect periodică) [14]. Mai mult, (2.16) este nedeterminată tocmai în punctele de minim ale configurației de undă staționară – în cazul practic, tranzițiile de fază în aceste puncte nu vor mai fi bruște, fiind afectate de atenuarea liniei [14]. Neglijând efectul funcției tangentă, se observă că eroarea de aliniere (defazajul introdus) este cu atât mai mare cu cât punctul inspectat este mai aproape de nodul generator [14], de coordonate $x = 0$, concluzie similară cu [44].

Relația anterioară poate să fie folosită pentru constrângerea atenuării maxime tolerate pentru o linie de distribuție safzică integrată. De exemplu, considerând o lungime totală d a liniei egală cu un sfert din lungimea de undă λ a semnalului distribuit (însemnând o configurație de undă staționară cu un ventru în nodul generatorului și cu un nod de tensiune la sarcină, aceasta fiind un scurt circuit) și impunând o nealiniere maximă acceptată de 1% din perioada semnalului de tact (10ps pentru un semnal de 1GHz), constanta de atenuare trebuie să fie cel mult $8 \cdot \pi / (100 \cdot \lambda)$. Pentru o lungime de undă 20mm (compatibilă cu dimensiunile circuitelor integrate), valoarea maximă a constantei de atenuare poate să fie maxim $12.5m^{-1}$ [14].

Considerând doar pierderi rezistive suficient de mici încât să permită aproximări rezonabile, constanta de atenuare se poate estima pornind de la constanta de propagare γ [43]:

$$\gamma = \sqrt{(R + j \cdot \omega \cdot L) \cdot j \cdot \omega \cdot C} \quad (2.17)$$

$$\gamma = \sqrt{(j \cdot \omega)^2 \cdot L \cdot C} \cdot \sqrt{1 - j \cdot \frac{R}{\omega \cdot L}} \quad (2.18)$$

$$\gamma \approx \sqrt{(j \cdot \omega)^2 \cdot L \cdot C} \cdot \left(1 - j \cdot \frac{R}{2 \cdot \omega \cdot L}\right) \quad (2.19)$$

$$\gamma = \frac{R}{2} \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} + j \cdot \omega \cdot \sqrt{L \cdot C} = a + j \cdot \beta \quad (2.20)$$

$$a = \frac{R}{2} \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{R}{2 \cdot Z_C} \quad \beta = \omega \cdot \sqrt{L \cdot C} \quad Z_C = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.21)$$

În relațiile anterioare, termenii R , L și C reprezintă parametrii lineici ai liniei de transmisie iar Z_C este impedanța caracteristică. Presupunând o linie de transmisie integrată construită pe ultimul nivel de metalizare într-o tehnologie de 130nm [48], având lățimea de $20\mu m$, cu distanța până la nivelul conductor inferior de $0.6\mu m$, impedanța caracteristică ideală rezultă în jur de 5Ω . Procesul de fabricație selectat are pentru ultimul nivel de metalizare o rezistență specifică per pătrat în valoare de $25m\Omega$. Prin considerarea lățimii liniei de transmisie de $20\mu m$, rezistența lineică estimată este de $1.25k\Omega$.

Folosind valorile de mai sus și ecuația aproximativă pentru constanta de atenuare din relațiile (2.21), rezultă în tehnologia de 130nm aleasă o atenuare de $125m^{-1}$, adică o valoare de 10 ori mai mare decât cea considerată anterior pentru o funcționare corectă safzică.

Calculul anterior arată clar necesitatea compensării pierderilor liniilor de transmisie integrate în vederea construirii unei rețele de distribuție de clock safzice direct pe placheta de siliciu.

2.2 Linia de transmisie cu pierderi compensate

Așa cum a fost arătat anterior, comportarea salfazăică a liniilor de transmisie realizate la nivel de circuit integrat necesită minimizarea părții reale a constantei de propagare, altfel, condiția de distribuție în fază a semnalului de tact nu mai poate fi atinsă. Pentru cazul general, constanta de atenuare, reprezentând partea reală a constantei de propagare, depinde de toate sursele de pierderi din sistem.

Componenta principală pentru liniile de transmisie construite pe chipul de siliciu este rezistența specifică mare a traseelor de interconexiune. Un efect secundar ce intervine este dat de adâncimea de pătrundere a curentului electric, dependentă de frecvența semnalului distribuit. Pe lângă acestea mai intervin și pierderile în dielectricul folosit ca suport pentru propagarea undelor electromagnetice – date de tangenta unghiului de pierderi a dielectricului precum și de curentul static de scurgeri prin materialul izolator [43], [48], [49]. Nu în ultimul rând, o altă sursă importantă este sarcina de clock acționată de distribuția salfazăică, formată majoritar din porți de tranzistoare MOS. Acest din urmă efect devine cu atât mai important cu cât grosimea oxidului folosit la construirea porții este mai mică, deci odată cu avansarea tehnologiilor de fabricație spre dimensiuni litografice din ce în ce mai fine [2], [23], [29]. Cu cât grosimea grilei este mai mică, cu atât curentul de scurgeri este mai important. Mai mult, manifestarea acestui curent este puternic dependentă de temperatură [48], [49], o eventuală compensare a lui trebuind să fie adaptabilă în funcție de condițiile efective de lucru pentru circuitul integrat. Toate aceste efecte menționate anterior apar la propagarea unei electromagnetice pe linia de transmisie (în fapt, un ghid de undă). Pentru un sistem real mai intervin în plus și pierderile prin radiație.

La frecvențele uzuale de lucru, pentru o linie de transmisie fabricată pe circuitul integrat, atât efectul pelicular, dat de adâncimea de pătrundere a curentului electric, cât și tangenta unghiului de pierderi pentru materialul dielectric pot să fie neglijate într-o primă aproximare. **Chiar dacă prezintă o dependență de frecvență și deci în modelul echivalent ar trebui considerate ca elemente rezistiv-reactive, prin operarea rețelei de distribuție salfazăice în regim armonic, fără componente spectrale importante la alte frecvențe decât cea distribuită, ambele efecte sunt asimilabile prin simple rezistențe sau conductanțe de valoare fixă. O eventuală schimbare a vitezei de funcționare pentru circuitul integrat se va traduce prin modificarea valorii considerate în model.**

Folosind pentru liniile de transmisie un model echivalent cu parametri concentrați, specific pentru un mod de propagare (cvasi) transversal electromagnetic [43], sursele de pierderi amintite anterior vor fi înglobate în elementele de circuit rezistență serie, respectiv conductanță, sau rezistență paralelă. Figura 2.1 arată structura pentru celula elementară generală, incluzând toate efectele amintite anterior. Deși figura a considerat elemente de circuit distincte pentru capacitatea și conductanța specifice materialului dielectric folosit la construcția liniei de transmisie – C și G , respectiv pentru sarcina acționată de către rețeaua de distribuție a semnalului de tact – C_S și G_S , tratarea teoretică ce urmează, pentru simplitate, va considera ambele efecte înglobate în parametrul corespunzător C sau G . Parametrii R , L , C , G trebuie înțeleși ca parametrii lineici, reprezentând valori normate la unitatea de lungime. Factorul dl din figură reprezintă astfel

lungimea celulei elementare și face trecerea de la parametrii lineici la valorile efective ale componentelor din celula elementară.

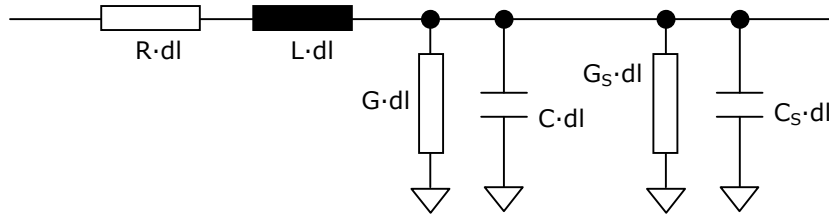


Fig. 2.1 Celulă elementară RLCG pentru linia cu pierderi compensate

Toate notațiile introduse în subcapitolele următoare pentru tratarea teoretică vor fi menținute cu aceeași semnificație pe tot cuprinsul demonstrațiilor. În general, absența indicilor suplimentari celor cu înțeles consacrat va arăta o mărime afectată de erori sau asupra căreia nu se poate interveni în condiții normale de utilizare. De multe ori însă, prima introducere a unei mărimi nu va avea indice, chiar dacă în final va fi ajustabilă. Indicele O specifică un parametru ajustabil la valoarea lui teoretică. Indicele I denotă valoarea parametrului ajustabil pentru cazul în care linia de transmisie ar fi ideală, fără pierderi.

2.2.1 Constanta de propagare pentru linia cu pierderi compensate

Pe baza modelului echivalent se va putea scrie relația pentru constanta de propagare γ [43]:

$$\gamma = \sqrt{(R + j \cdot \omega \cdot L) \cdot (G + j \cdot \omega \cdot C)} \quad (2.22)$$

Pentru a evidenția constanta de atenuare a liniei și a determina condiția de compensare, relația (2.22) trebuie prelucrată suplimentar astfel încât să se separe modulul, respectiv faza constantei de propagare (demonstrația completă se găsește în anexa A1):

$$\gamma = \sqrt{R \cdot G - \omega^2 \cdot L \cdot C + j \cdot \omega \cdot (L \cdot G + R \cdot C)} \quad (2.23)$$

$$\gamma = \sqrt{a + j \cdot b} \quad (2.24)$$

$$a = R \cdot G - \omega^2 \cdot L \cdot C \quad b = \omega \cdot (L \cdot G + R \cdot C) \quad (2.25)$$

$$\gamma = \sqrt[4]{a^2 + b^2} \cdot e^{j \cdot \frac{\arctg\left(\frac{b}{a}\right)}{2}} \quad (2.26)$$

În mod ideal, constanta de propagare trebuie să fie un număr pur imagină, metoda de compensare a pierderilor trebuind practic să anuleze partea reală rezultată din relația (2.26). Această abordare a fost folosită în [12]. Trebuie menționat că există și alte variante prin care pierderile unei linii de transmisie

integrate pe placheta de siliciu pot fi compensate. De exemplu, metoda introdusă în [15] presupune minimizarea modulului constantei de propagare rezultând o reducere atât a pierderilor (prin scăderea constantei de propagare) cât și o creștere a vitezei de propagare prin micșorarea constantei de fază. Anularea completă a modulului va duce la o viteză infinită pentru unda electromagnetică transportată și ar constitui de fapt o condiție de oscilație, metoda fiind astfel asimilabilă rețelelor de distribuție rezonante. Referința [41], deși nu spune în mod explicit, folosește acest principiu.

Întrucât metoda din [15] presupune existența în celula elementară a liniei de transmisie a unei conductanțe destul de mari ca valoare, dată de curenții de bază specifici celulei logice de sincronizare folosite, utilizarea ei în tehnologii MOS, în care încărcarea liniei este preponderent capacitivă, nu este direct posibilă.

Procesarea elementară pentru separarea și anulării părții reale a relației (2.26) va conduce la obținerea condiției de compensare a pierderilor pentru linia de transmise, determinate și în [12]:

$$\operatorname{arctg}\left(\frac{b}{a}\right) = (2 \cdot k + 1) \cdot \pi \quad \Rightarrow b = 0 \quad (2.27)$$

$$\omega \cdot (L \cdot G + R \cdot C) = 0 \quad (2.28)$$

$$G_0 = -\frac{R \cdot C}{L} \quad (2.29)$$

Condiția obținută în relația (2.29) reprezintă condiția ideală de compensare – dacă egalitatea este îndeplinită în mod exact, linia de transmisie rezultă fără atenuare. Din acest motiv s-a folosit indicele 0 pentru conductanța de compensare G_0 . Ținând cont că toți ceilalți parametri de circuit ce intervin în relație sunt reali și pozitivi (corespund unor efecte fizice precise), pentru compensarea pierderilor este necesară simularea unei conductanțe negative cu ajutorul unor elemente de circuit active.

O precizare importantă este faptul ca relația (2.29) denotă o conductanță lineică, adică un parametru distribuit. Pentru cazul practic al unei linii de transmisie integrate pe pastila de siliciu nu este posibilă realizarea directă a unei conductanțe negative distribuite. Similar felului în care a fost construită celula pentru modelul echivalent cu parametri concentrați pentru linia de transmisie, conductanța negativă distribuită se poate construi în circuitul integrat prin amplasarea de-a lungul liniei, la intervale regulate, a unor celule ce vor simula impedanța negativă necesară.

Înlocuind relația (2.29) în formula pentru constanta de propagare se obțin în final valorile pentru constantele de propagare γ_0 și de fază β_0 compensate:

$$\gamma_0 = j \cdot \sqrt{\frac{R^2 \cdot C}{L} + \omega^2 \cdot L \cdot C} = j \cdot \beta_0 \quad (2.30)$$

$$\beta_0 = \sqrt{\frac{R^2 \cdot C}{L} + \omega^2 \cdot L \cdot C} \quad (2.31)$$

$$\gamma_0 = j \cdot \sqrt{\omega^2 \cdot L \cdot C \cdot \left(1 + \frac{R^2}{\omega^2 \cdot L^2}\right)} \quad (2.32)$$

$$\gamma_0 = \gamma_I \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{Q^2}} \quad \gamma_I = j \cdot \omega \cdot \sqrt{L \cdot C} \quad Q = \frac{\omega \cdot L}{R} \quad (2.33)$$

Este interesant de observat în relațiile anterioare legătura ce există între constanta de propagare γ_0 pentru linia compensată și constanta de propagare γ_I pentru linia ideală, fără pierderi. Termenul Q reprezintă factorul de calitate pentru celula elementară.

În practică, fără o măsură activă de ajustare și menținere a parametrilor funcționali pentru circuitul de simulare al conductanței negative, condiția ideală de compensare este dificil de menținut indiferent de caracteristicile de proces rezultate în urma fabricării sau de parametrii utilizare (tensiune de alimentare, temperatura sistemului). Din acest motiv, este utilă evaluarea efectului unei mici devieri relative ε în valoarea conductanței negative asupra constantei de propagare pentru linia de transmisie folosită – în această situație se va vorbi despre o linie parțial compensată sau dezacordată. Folosind notațiile introduse anterior pentru constanta de propagare compensată perfect γ_0 , constanta de fază β_0 și pentru factorul de calitate Q se va obține **pentru constanta de propagare parțial compensată γ :**

$$G = G_0 \cdot (1 - \varepsilon) \quad (2.34)$$

$$\gamma = \gamma_0 \cdot \sqrt{1 - \frac{\varepsilon}{1 - j \cdot Q}} \quad (2.35)$$

Ținând cont de faptul că eroarea relativă ε este de valoare mică, în relația anterioară este posibilă aproximarea termenului de sub radical. Separând și partea reală de cea imaginară se va obține:

$$\gamma = \gamma_0 \cdot \sqrt{1 - \varepsilon \cdot \frac{1 + j \cdot Q}{1 + Q^2}} \approx \gamma_0 \cdot \left(1 - \frac{\varepsilon}{2} \cdot \frac{1 + j \cdot Q}{1 + Q^2} \right) \quad (2.36)$$

$$\gamma = \gamma_0 \cdot \left(1 - \frac{\varepsilon}{2} \cdot \frac{1}{1 + Q^2} - j \cdot \frac{\varepsilon}{2} \cdot \frac{Q}{1 + Q^2} \right) \quad (2.37)$$

$$\gamma_0 = j \cdot \beta_0 \quad \gamma = \beta_0 \cdot \frac{\varepsilon}{2} \cdot \frac{Q}{1 + Q^2} + j \cdot \beta_0 \cdot \left(1 - \frac{\varepsilon}{2} \cdot \frac{1}{1 + Q^2} \right) \quad (2.38)$$

Demonstrația cu pașii intermediari se poate urmări în anexa A1, în secțiunea pentru constanta de propagare parțial compensată. **Relațiile (2.38) pun în evidență faptul că în cazul unei compensări parțiale pentru linia de transmisie, constanta de propagare va cuprinde din nou și un termen de atenuare. Dacă dezacordul de compensare este de valoare redusă, prin dependența directă de eroarea relativă, și constanta de atenuare (partea reală a constantei de propagare) va fi de valoare redusă.**

2.2.2 Impedanța caracteristică pentru linia compensată

Următorul parametru important pentru linia de transmisie ce se obține prin compensarea pierderilor este impedanța caracteristică Z_C . Preluând rezultatul clasic pentru impedanța liniei de transmisie [43] și aplicând condiția de compensare ideală (2.29) se poate scrie (similar cu [12]):

$$Z_C = \sqrt{\frac{R + j \cdot \omega \cdot L}{G + j \cdot \omega \cdot C}} \quad (2.39)$$

$$Z_C = \sqrt{\frac{L}{C} \cdot \frac{j \cdot \frac{\omega \cdot L}{R} + 1}{j \cdot \frac{\omega \cdot L}{R} - 1}} \quad (2.40)$$

$$Z_C = Z_{CI} \cdot \sqrt{\frac{j \cdot Q + 1}{j \cdot Q - 1}} \quad Z_{CI} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.41)$$

$$Z_C = Z_{CI} \cdot \frac{Q - j}{\sqrt{Q^2 + 1}} \quad (2.42)$$

Din nou, pașii intermediari prin care a fost obținută relația (2.42), împreună cu tot restul relațiilor pentru impedanța caracteristică pot fi urmăriți în anexa A1. Se amintește faptul că indicele I denotă valoarea pentru linia ideală – în acest caz fiind vorba de impedanța caracteristică ideală Z_{CI} .

Un aspect interesant pentru impedanța caracteristică astfel obținută este prezența părții imaginare în compunerea ei. Ținând cont de semnul „-” din fața numărului imaginar j și de dependența de pulsația ω a factorului de calitate Q , se poate trage concluzia că impedanța va avea un caracter rezistiv – capacitiv. Un corolar al acestui lucru este acela că și impedanța de sarcină pentru folosirea liniei în regim adaptat va trebui să aibă același caracter – practic, terminația pentru regimul adaptat va consta dintr-o combinație serie RC , ușor integrabilă la nivel de circuit integrat.

Deoarece linia de transmisie, chiar în prezența sistemului de control al pierderilor poată să nu fie perfect compensată, se poate evalua și impedanța caracteristică a acesteia în prezența dezacordului din relația (2.34):

$$Z_C = \sqrt{\frac{R + j \cdot \omega \cdot L}{G_0 \cdot (1 - \varepsilon) + j \cdot \omega \cdot C}} \quad (2.43)$$

$$Z_C = Z_{C0} \cdot \sqrt{\frac{1}{1 - \varepsilon \cdot \frac{1}{G_0 + j \cdot \omega \cdot C}}} \quad Z_{C0} = \sqrt{\frac{R + j \cdot \omega \cdot L}{G_0 + j \cdot \omega \cdot C}} \quad (2.44)$$

$$Z_C = Z_{C0} \cdot \sqrt{\frac{1}{1 - \varepsilon \cdot \frac{1}{1 - j \cdot Q}}} \quad (2.45)$$

Pentru că eroarea relativă de compensare ε este mică, se vor putea face unele aproximări rezonabile:

$$Z_C \approx Z_{C0} \cdot \sqrt{1 + \varepsilon \cdot \frac{1 + j \cdot Q}{1 + Q^2}} \quad (2.46)$$

$$Z_C \approx Z_{C0} \cdot \left(1 + \frac{\varepsilon}{2} \cdot \frac{1}{1 + Q^2} + j \cdot \frac{\varepsilon}{2} \cdot \frac{Q}{1 + Q^2} \right) \quad (2.47)$$

$$Z_C \approx Z_{C0} \cdot \left(1 + \frac{\varepsilon}{2} \cdot \frac{1}{1+Q^2}\right) \cdot \left(1 + j \cdot \frac{\varepsilon}{2} \cdot \frac{Q}{1+Q^2}\right) \quad (2.48)$$

$$Z_C = Z_{C0} \cdot \left(1 + \frac{\varepsilon}{2} \cdot \frac{1}{1+Q^2}\right) \cdot e^{j \frac{\varepsilon}{2} \frac{Q}{1+Q^2}} \quad (2.49)$$

Inspectând relațiile (2.48) sau (2.49), se constată că eroarea de compensare a pierderilor afectează atât modulul cât și faza impedanței caracteristice.

2.2.3 Condiția de reflexie totală la sarcină pentru linia compensată

O cerință importantă pentru o rețea de distribuție construită după principiul salfazic este crearea unei condiții de reflexie totală la capătul opus generatorului. Fără această reflexie totală, configurația de undă staționară ce se stabilește nu va prezenta porțiuni extinse în care semnalul de tact va prezenta aceeași fază. Pentru linia de transmisie fără pierderi, condiția de reflexie totală se traduce în utilizarea unei impedanțe de sarcină pur reactive, eventual o condiție de gol sau de scurt circuit [43]. Această situație nu mai e validă în momentul compensării pierderilor în conducție – așa cum a fost remarcat anterior, linia astfel obținută va avea o impedanță caracteristică rezistiv-capacitivă.

Condiția de reflexie totală impune pentru coeficientul de reflexie un modul egal cu unitatea.

$$\Gamma = \frac{Z - Z_C}{Z + Z_C} \quad |\Gamma| = 1 \quad (2.50)$$

Fortând factor comun impedanța caracteristică liniei (cu alte cuvinte folosind impedanțele normate în exprimarea coeficientului de reflexie [43]) se poate scrie:

$$\Gamma = \frac{r + j \cdot x - 1}{r + j \cdot x + 1} \quad z = \frac{Z}{Z_C} \quad (2.51)$$

În relația anterioară, r reprezintă componenta rezistivă normată a impedanței iar x reprezintă partea reactivă normată. Trebuie precizat clar că atât partea rezistivă cât și cea reactivă normate depind în același timp de partea reală și de cea imaginară a impedanței de sarcină deoarece impedanța caracteristică nu este pur rezistivă. Urmărind calculul în anexa A1, condiția ca modulul coeficientului de reflexie să fie unitar se reduce la următoarea relație:

$$(r - 1)^2 + x^2 = (r + 1)^2 + x^2 \quad (2.52)$$

Această relație este posibilă doar dacă impedanța normată are un caracter pur reactiv, cu alte cuvinte doar dacă partea reală a impedanței de sarcină normate este nulă. Pornind de la expresia pentru impedanța normată se ajunge în final la condiția de reflexie totală pentru linia compensată:

$$z = \frac{R + j \cdot X}{R_C + j \cdot X_C} \quad (2.53)$$

$$R \cdot R_C + X \cdot X_C = 0 \quad (2.54)$$

$$\frac{R}{X} = -\frac{X_C}{R_C} \quad (2.55)$$

Relația finală (2.55) reprezintă condiția de realizare a reflexiei totale la capătul liniei de transmisie compensate perfect (a fost determinată prin altă metodă și în [12]). Este necesară aici o discuție cu privire la modalitatea în care poate fi creată o astfel de sarcină în cazul practic. **Ținând cont că impedanța liniei Z_C are un caracter rezistiv – capacitiv, valoarea efectivă a lui X_C , dat de partea capacitivă, va fi negativă. Cu aceasta, raportul dintre rezistența, respectiv reactanța sarcinii pentru reflexie totală trebuie să fie pozitiv. Un aspect care nu e evident la prima vedere este dependența de frecvența de funcționare a condiției de reflexie totală. Prin dependența termenilor reactivi X și X_C de pulsația semnalului de tact se constată că această condiție, odată îndeplinită, poate fi menținută strict la o singură frecvență. Chiar prezența armonicilor semnalului de clock (de exemplu în situația în care semnalul se apropie de o formă trapezoidală) duce la încălcarea condiției și distorsionarea configurației de undă staționară.**

În implementarea cea mai simplă, acest lucru se traduce într-o sarcină de tip rezistiv – inductiv, o combinație serie RL . Din punctul de vedere al unui circuit integrat acest lucru este important deoarece oferă posibilitatea construirii impedanței de sarcină direct pe pastila de siliciu. Chiar dacă performanțele uzuale în ce privește factorul de calitate al inductorilor integrate lasă de dorit, prin simplul fapt că sarcina pentru reflexie totală necesită o combinație serie de tip RL factorul de calitate scăzut al inductorului devine nerelevant.

Mai mult, valoarea pozitivă a raportului dintre partea rezistivă și cea reactivă se poate menține și cu o combinație de rezistență negativă și o capacitate. Această metodă aduce câteva avantaje suplimentare deosebit de importante – posibilitatea ajustării electronice a valorii efective, respectiv arie ocupată redusă. Ajustarea impedanței este critică într-un sistem real afectat de deviații ale parametrilor de proces de fabricație, de tensiunea de alimentare sau de temperatură. Fără această posibilitate, chiar circuite integrate din același lot nu vor putea fi folosite interschimbabil, fiecare având o frecvență ușor diferită la care se asigură reflexia totală. Mai mult, prin ajustarea pe chip a valorii impedanței de sarcină, rețeaua de distribuție salfazică poate fi utilizată pentru un domeniu extins al frecvenței de tact, în funcție de cerințele aplicației.

Valoarea părții rezistive negative a impedanței se poate ajusta pe placheta de siliciu prin folosirea unei celule active cu aceeași topologie ca cele necesare compensării pierderilor liniei folosindu-se echivalența dintre conductanță și rezistență. Capacitatea ajustabilă prin control electronic se poate construi folosind capacitatea unor joncțiuni polarizate în sens invers sau capacitatea de poartă ale unor tranzistoare MOS. În ambele cazuri, modificarea valorii capacității se face prin controlul tensiunii de polarizare în curent continuu.

Implementarea cu ajutorul unei joncțiuni semiconductoare polarizate invers are nevoie de o arie de siliciu mai mare, însă, pentru că valoarea tensiunii de

polarizare este relativ ridicată, dependența valorii capacității de amplitudinea semnalului de tact este redusă. Cealaltă variantă are avantajul ocupării unei arii mai mici datorită valorii specifice mai mari (dată de grosimea mică a oxidului de grilă). Dezavantajul folosirii de capacitatoare MOS derivă din valoarea redusă a tensiunii de prag în comparație cu amplitudinea semnalului de clock, rezultând o variație dinamică a valorii instantanee a capacității în funcție de nivelul momentan de tensiune la care se găsește semnalul distribuit, cu efect în distorsionarea semnalului reflectat la capătul dinspre sarcină al liniei de transmisie.

Se constată că pentru o funcționare corectă salfazăică și valoarea impedanței de sarcină ce asigură reflexia totală trebuie ajustată, în caz contrar și ea va fi afectată de erori rezultate în urma devierii de la condițiile nominale de operare. Pentru un dezacord ușor atât în partea rezistivă δ_R cât și în cea reactivă δ_X se poate scrie:

$$R = R_0 \cdot (1 + \delta_R) \quad X = X_0 \cdot (1 + \delta_X) \quad (2.56)$$

$$Z = R + j \cdot X \quad (2.57)$$

$$Z = Z_0 \cdot \left(1 + \frac{\delta_R \cdot R_0 + j \cdot \delta_X \cdot X_0}{Z_0} \right) \quad Z_0 = R_0 + j \cdot X_0 \quad (2.58)$$

Deoarece tehnica propusă în această lucrare pentru compensarea pierderilor liniei de transmisie necesită modularea impedanței de sarcină în jurul valorii nominale (detaliată ulterior), în cele ce urmează se prezintă efectul procedurii de modulare:

$$Z_m = (1 + \mu) \cdot Z \quad (2.59)$$

$$Z_m \approx Z_0 \cdot \left(1 + \mu + \frac{\delta_R \cdot R_0 + j \cdot \delta_X \cdot X_0}{Z_0} \right) \quad (2.60)$$

$$Z_m = (1 + m) \cdot Z_0 \quad m = \mu + \frac{\delta_R \cdot R_0 + j \cdot \delta_X \cdot X_0}{Z_0} \quad (2.61)$$

În relațiile de mai sus μ reprezintă deviația relativă momentană a valorii impedanței efective de sarcină. Prin înglobarea termenilor de eroare de dezacord în termenul de modulare se obține parametrul m conform relației (2.61), numit de modulare sau dezacord. Din nou, acest parametru m poate să fie interpretat ca o deviație momentană (dorită sau nu) de la valoarea impedanței de sarcină, aici fiind însă vorba despre impedanța perfect adaptată pentru producerea condiției de reflexie totală Z_0 . Trebuie spus că pentru cazul tipic de utilizare (când linia de transmisie este aproape de condiția de compensare, respectiv de cea salfazăică), ambii termeni introduși anterior μ , respectiv m , sunt de valori mici, ce permit calculul aproximativ în anumite situații. Deoarece valoarea lui m este complexă, pentru simplitatea calculelor ulterioare se va face notația din relația (2.62).

$$m = m_R + j \cdot m_X \quad (2.62)$$

În relația anterioară trebuie observat că partea imaginară a coeficientului de modulare nu este independentă de eroarea părții rezistive a sarcinii δ_R deși așa ar părea la prima vedere. Nu trebuie uitat că în relația (2.61), impedanța de sarcină Z_0 este un număr complex.

Admițând modularea sarcinii după relația **(2.59)**, este interesant de studiat și efectul asupra condiției de reflexie totală (calculul complet se găsește în anexa A1):

$$Z_m = (1 + \mu) \cdot R + j \cdot (1 + \mu) \cdot X \quad (2.63)$$

$$R_m = (1 + \mu) \cdot Z \quad X_m = (1 + \mu) \cdot X \quad (2.64)$$

$$\frac{R_m}{X_m} = \frac{R_0 \cdot (1 + \mu) \cdot (1 + \delta_R)}{X_0 \cdot (1 + \mu) \cdot (1 + \delta_X)} \quad (2.65)$$

$$\frac{R_m}{X_m} \approx -\frac{X_C}{R_C} \cdot (1 + \delta_R - \delta_X) \quad (2.66)$$

2.2.4 Condiția de reflexie totală pentru configurația salfazică

Pentru crearea configurației de undă staționară salfazică, pe lângă asigurarea reflexiei totale la sarcina liniei de transmisie mai trebuie îndeplinită și condiția de gol – ventru de tensiune – în nodul generatorului. Sarcina necesară pentru crearea unei staționare se poate determina cunoscând valoarea dorită pentru coeficientul de reflexie Γ_0 la capătul liniei de transmisie. Aceasta trebuie cunoscută nu doar în modul (care rezultă imediat din condiția de reflexie totală) ci și în fază. Având îndeplinită condiția de reflexie totală și cunoscând coeficientul de reflexie necesar la capătul opus punctului de injecție a semnalului se va putea determina și valoarea efectivă a impedanței de sarcină.

Pornind de la ecuația pentru impedanța Z_d văzută la intrarea liniei de transmisie în funcție de impedanța de sarcină Z_0 , cea caracteristică Z_C și de distanța de la sarcină la generator d , se poate determina valoarea exactă a coeficientului de reflexie necesar [43]:

$$Z_d = Z_C \cdot \frac{(Z_0 + Z_C) \cdot e^{\gamma \cdot d} + (Z_0 - Z_C) \cdot e^{-\gamma \cdot d}}{(Z_0 + Z_C) \cdot e^{\gamma \cdot d} - (Z_0 - Z_C) \cdot e^{-\gamma \cdot d}} \quad \Gamma_0 = \frac{Z - Z_{C0}}{Z + Z_{C0}} \quad (2.67)$$

$$Z_d = Z_C \cdot \frac{1 + \Gamma_0 \cdot e^{-2\gamma \cdot d}}{1 - \Gamma_0 \cdot e^{-2\gamma \cdot d}} = Z_C \cdot \frac{1 + \Gamma_d}{1 - \Gamma_d} \quad \Gamma_d = \Gamma_0 \cdot e^{-2\gamma \cdot d} \quad (2.68)$$

În relația anterioară, termenul introdus, Γ_d , reprezintă coeficientul de reflexie datorat sarcinii, văzut în nodul generatorului. Impunerea condiției de gol în nodul de intrare se traduce printr-o valoare infinită pentru impedanța Z_d determinată de sarcină în punctul de intrare în linia de transmisie. Folosind relațiile (2.68) și condiția de gol, se va obține pentru coeficientul de reflexie la sarcină:

$$Z_d \rightarrow \infty \quad \Gamma_d = \frac{Z_d - Z_C}{Z_d + Z_C} \approx 1 \quad (2.69)$$

$$\Gamma_0 \approx e^{2\gamma \cdot d} \quad (2.70)$$

Calculul complet, din nou, se poate urmări în anexa A1.

Așa cum s-a spus, având valoarea pentru coeficientul de reflexie și cunoscând impedanța caracteristică a liniei, se va obține pentru sarcina liniei de transmisie [43]:

$$Z_0 = Z_{C0} \cdot \frac{1 + \Gamma_0}{1 - \Gamma_0} \quad (2.71)$$

$$Z_0 = Z_{C0} \cdot \frac{1 + e^{2\gamma_0 \cdot d}}{1 - e^{2\gamma_0 \cdot d}} \quad (2.72)$$

Presupunând linia perfect compensată, deci cu constanta de propagare pur imaginară, determinată în întregime de constanta de fază β_0 , relația anterioară poate fi trecută din scriere exponențială în scriere trigonometrică:

$$Z_0 = j \cdot Z_{C0} \cdot \frac{\sin(2 \cdot \beta_0 \cdot d)}{1 - \cos(2 \cdot \beta_0 \cdot d)} \quad (2.73)$$

$$Z_0 = j \cdot Z_{C0} \cdot M \quad M = \frac{\sin(2 \cdot \beta_0 \cdot d)}{1 - \cos(2 \cdot \beta_0 \cdot d)} \quad (2.74)$$

Termenul M introdus în **(2.74)** este un termen ajutător ce va fi folosit ulterior. Relația de definiție pentru M și cea următoare sunt echivalente:

$$\frac{1 + e^{2\gamma_0 \cdot d}}{1 - e^{2\gamma_0 \cdot d}} = j \cdot M \quad (2.75)$$

În final, folosind și relația **(2.42)**, impedanța de sarcină necesară asigurării condiției de reflexie totală se poate exprima în funcție de impedanța caracteristică pentru linia ideală:

$$Z_0 = j \cdot Z_{C1} \cdot \frac{Q - j}{\sqrt{Q^2 + 1}} \cdot \frac{\sin(2 \cdot \beta_0 \cdot d)}{1 - \cos(2 \cdot \beta_0 \cdot d)} \quad (2.76)$$

$$Z_0 = Z_{C1} \cdot \frac{Q - j}{\sqrt{Q^2 + 1}} \cdot \frac{1 + e^{2\gamma_0 \cdot d}}{1 - e^{2\gamma_0 \cdot d}} \quad (2.77)$$

2.2.5 Coeficientul de reflexie la sarcina modulată

Pentru determinarea impactului erorii de compensare ε , respectiv al dezacordului m pentru impedanța de sarcină modulată asupra configurației salfazice este necesară și estimarea coeficientului de reflexie din nodul opus generatorului. Plecând de la definiția din relația de mai sus în (2.67) și folosind valorile obținute anterior pentru impedanța caracteristică parțial compensată Z_{C1} , respectiv pentru impedanța modulată Z_m se obține (demonstrația completă în anexa A1):

$$\Gamma_m = \frac{Z_m - Z_C}{Z_m + Z_C} \quad (2.78)$$

$$\Gamma_m = \frac{Z \cdot (1+m) - Z_{C0} \cdot (1 + \varepsilon \cdot \chi)}{Z \cdot (1+m) + Z_{C0} \cdot (1 + \varepsilon \cdot \chi)} \quad \chi = \frac{1}{2} \cdot \frac{1+j \cdot Q}{1+Q^2} \quad (2.79)$$

$$\Gamma_m = \Gamma_0 \cdot \frac{1 + \frac{j \cdot m \cdot M - \varepsilon \cdot \chi}{j \cdot M - 1}}{1 + \frac{j \cdot m \cdot M + \varepsilon \cdot \chi}{j \cdot M + 1}} \quad (2.80)$$

Se remarcă introducerea unui nou termen intermediar χ pentru simplificarea notațiilor. Deoarece, așa cum a fost menționat anterior, atât modularea m cât și eroarea de compensare ε sunt de valoare mică, termenul de la numitorul relației (2.80) se va putea aproxima:

$$\Gamma_m \approx \Gamma_0 \cdot \left(1 + \frac{j \cdot m \cdot M - \varepsilon \cdot \chi}{j \cdot M - 1}\right) \cdot \left(1 - \frac{j \cdot m \cdot M + \varepsilon \cdot \chi}{j \cdot M + 1}\right) \quad (2.81)$$

$$\Gamma_m \approx \Gamma_0 \cdot \left(1 - 2 \cdot j \cdot (m - \varepsilon \cdot \chi) \cdot \frac{M}{1+M^2}\right) \quad (2.82)$$

Termenul dependent de M din relația anterioară se poate exprima trigonometric (calculul complet în anexa A1).

$$\frac{M}{1+M^2} = \frac{\sin(2 \cdot \beta_0 \cdot d)}{2} \quad (2.83)$$

Rezultatul final pentru coeficientul de reflexie pentru sarcina salfazică modulată se va calcula conform relațiilor următoare:

$$\Gamma_m = \Gamma_0 \cdot (1 - j \cdot (m - \varepsilon \cdot \chi) \cdot \sin(2 \cdot \beta_0 \cdot d)) \quad (2.84)$$

$$\Gamma_m = \Gamma_0 \cdot (1 + \kappa) \quad \kappa = j \cdot (\varepsilon \cdot \chi - m) \cdot \sin(2 \cdot \beta_0 \cdot d) \quad (2.85)$$

Pentru simplificarea notațiilor în relația (2.85) a fost introdus termenul complex κ . Prin dependența directă a lui de eroarea de compensare ε și de dezacordul m , modulul lui κ va fi și el de valoare redusă, ce permite calculul aproximativ. **În final, din relația (2.85) se poate constata că prin modularea sarcinii, coeficientul de reflexie la sarcină Γ_m devine și el o versiune modulată a coeficientului de reflexie pentru sarcina Γ_0 perfect adaptată condiției de funcționare salfazice.**

Este utilă și evaluarea coeficientului de reflexie văzut în nodul generator datorat sarcinii modulate. Revenind la relația (2.68) și înlocuind valoarea tocmai determinată mai sus, rezultă:

$$\Gamma_{dm} = \Gamma_m \cdot e^{-2\gamma \cdot d} \quad (2.86)$$

$$\Gamma_{dm} = (1 + \kappa) \cdot \Gamma_0 \cdot e^{-2\gamma \cdot d} \quad (2.87)$$

$$\Gamma_{dm} = (1 + \kappa) \cdot \Gamma_d \quad (2.88)$$

Ținând cont și de faptul că la generator se creează condiția de gol, deci Γ_d este aproximativ unitar, coeficientul de reflexie văzut în nodul generatorului se va putea scrie conform relației următoare:

$$\Gamma_{dm} = 1 + \kappa \quad (2.89)$$

2.3 Metoda de compensare automată a pierderilor liniilor de transmisie pentru operarea salfazică

O metodă practică de compensare automată a pierderilor, conform diagramei bloc din figura 2.2, trebuie să fie capabilă să măsoare o mărime (direct) proporțională cu eroarea de compensare și, pe baza unui algoritm bine definit, să permită ajustarea blocurilor de conductanță negativă, distribuite în mod uniform de-a lungul liniei de transmisie. **Această ajustare trebuie să funcționeze în mod continuu, altfel derivatele existente în circuit în timpul funcționării acestuia vor duce la depărtarea de condiția de operare salfazică.**

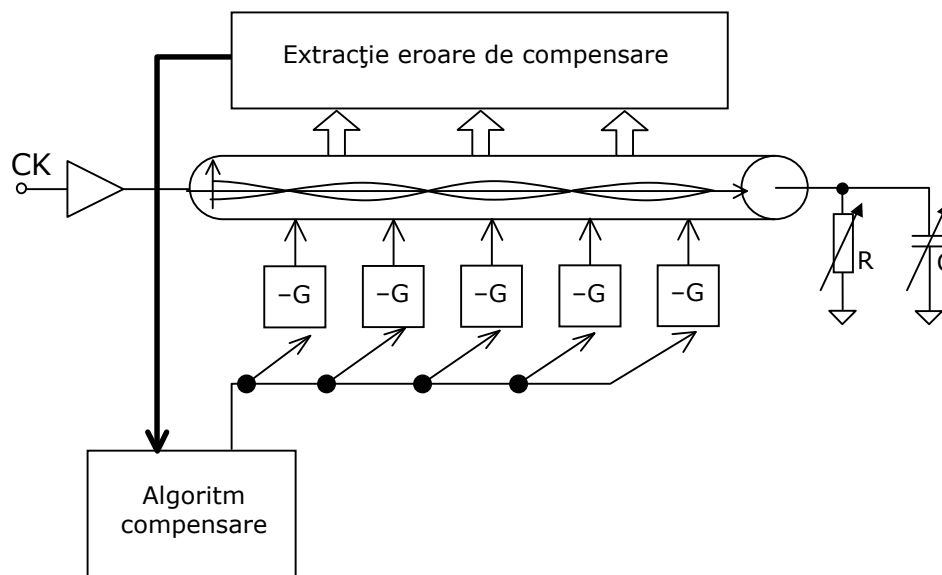


Fig. 2.2 Diagramă bloc, simplificată, pentru compensarea automată a pierderilor liniilor de transmisie

Deși nu se vede direct din figură, pentru măsurarea erorii de compensare ε este esențial să se folosească un circuit având parametri similari structurii rețelei de distribuție de tact – cu alte cuvinte, dacă rețeaua este folosită într-o configurație de undă staționară cu reflexie totală la sarcină, **nu este indicată măsurarea erorii de compensare pentru o linie funcționând în regim adaptat. Când impedanța de sarcină este egală cu impedanța caracteristică a liniei de**

transmisie, respectiv cu cea a generatorului, are loc un transfer de putere dinspre generator înspre sarcină, cu amplitudinea maximă a semnalului transportat redusă față de cazul salfazic, respectiv, faza semnalului distribuit este direct dependentă de poziția în linii. Practic, regimul de funcționare al circuitelor de compensare va fi cu totul altul decât cel necesar pentru rețeaua de distribuție salfazică și o eventuală compensare perfectă pentru regimul adaptat nu va coincide cu compensarea perfectă pentru regimul de undă staționară.

Revenind la discuția privind necesitatea controlului activ al condiției de compensare (2.29), pentru cazul practic al unei rețele de distribuție a semnalului de tact trebuie luați în considerare atât factorii de proces amintiți anterior (devierea parametrilor de proces de fabricație de la valori nominale, tensiunea de alimentare, temperatura de funcționare a sistemului) cât și factorii dependenți de principiul salfazic.

Dacă pentru factorii de proces situația este clară, factorii de principiu pun câteva probleme critice. **Astfel, observând relația (2.85) se constată că un parametru esențial pentru stabilirea regimului de undă staționară – coeficientul de reflexie la sarcină Γ_m – depinde concomitent de condiția de reflexie totală la sarcină, respectiv de eroarea de compensare. Mai mult, modificarea parametrilor liniei de transmisie prin compensarea pierderilor va duce automat și la schimbarea impedanței caracteristice a liniei. Cum condiția de reflexie totală impune o legătură precisă între sarcină și impedanța caracteristică, încercarea de compensare strict a pierderilor, fără ajustarea simultană a impedanței de sarcină, va provoca modificarea suplimentară, nedorită, a configurației de undă staționară.**

Algoritmul trebuie să fie capabil să distingă cele două efecte astfel încât să poată corecta pierderile liniilor de transmisie chiar dacă sarcina liniei nu este perfect calibrată pentru reflexie totală, lăsând problema ajustării sarcinii în seama unui alt circuit independent. Se vor evita astfel probleme potențiale de stabilitate ce pot să apară în cazul în care două bucle de reacție controlează indirect aceeași mărime.

Un alt aspect important pentru circuitul ce determină eroarea de compensare este posibilitatea de a măsura pierderile pentru linia de transmisie printr-un efort de proiectare și de complexitate rezonabil. În mod ideal, dacă linia de transmisie este perfect compensată, atunci amplitudinea undei reflectate va fi strict egală cu amplitudinea undei directe. Dacă în tehnica microundelor există elemente de circuit capabile să facă separarea celor două componente ale configurației de undă staționară (de exemplu cuploare direcționale) și ar putea să facă o ajustare a pierderilor pe baza raportului celor două amplitudini relative, integrarea pe pastila de siliciu a unui astfel de circuit de măsură este prohibitivă. De fapt, din toți parametri electrici specifici circuitului, cel mai comod de determinat este tensiunea, eventual modulul tensiunii, în diverse puncte de pe linie.

Pentru sensibilitate maximă a circuitului de măsură este de dorit ca punctele de test să fie plasate în punctele de minim ale configurației de undă staționară [43] deoarece caracteristica de amplitudine urmează o funcție cosinusoidală, cu maxime relativ plate. Dacă linia de transmisie este perfect compensată și sarcina asigură reflexia totală, minimele configurației salfazice vor fi nule. Abaterea de la condiția de compensare va determina creșterea amplitudinii semnalului distribuit în punctele de minim. Totuși, și un dezacord al sarcinii va avea un efect similar asupra tensiunii de pe linia de transmisie. Așadar, măsurarea amplitudinii în punctele de minim va putea

fi folosită pentru compensarea pierderilor doar dacă va putea fi creată o funcție ce separă cele două efecte.

În mod ideal, pentru a nu depinde de eventuale erori de poziționare a primului ventru în nodul generatorului, tensiunea de linie ar trebui măsurată în fiecare punct al liniei de transmisie însă acest lucru nu este fezabil la nivel de circuit integrat. **Practic este posibilă doar prelevarea unor eșantioane de amplitudine dintr-un număr discret de puncte. Probabilitatea ca un punct de minim al configurației salfazice să coincidă un punct de test este destul de redusă. Mai mult, tocmai sensibilitatea crescută a amplitudinii semnalului în punctele de minim, orice eroare de poziționare a punctului de test se traduce în imposibilitatea prelevării unei valori relevante.**

Observând însă că poziția minimelor și a maximelor configurației de undă staționară depinde de impedanța de sarcină, printr-un artificiu de circuit va fi posibilă măsurarea minimelor de tensiune fără ca circuitul de măsură să fie plasat exact în punctele necesare. Pentru aceasta, impedanța de sarcină a liniei de transmisie va fi modulată în jurul valorii necesare făcând ca punctele de minim să baleieze o regiune dependentă de amplitudinea modulației. Prin alegerea convenabilă a distanței dintre punctele de test, intervalul baleiat prin modulare va acoperi cel puțin unul dintre punctele de măsură.

Ținând cont de dependența minimelor de amplitudine ale semnalului distribuit de eroarea de compensare a pierderilor, respectiv de posibilitatea de măsurare practică a excursiei de tensiune în punctele de minim chiar dacă se folosește un număr limitat de puncte de test, s-ar părea că o metodă bazată pe aceste aspecte ar putea asigura în mod activ menținerea permanentă a condiției de compensare a pierderilor liniilor de transmisie integrate. Singura condiție necesară ce mai trebuie îndeplinită este ca metoda să permită separarea efectului pierderilor de efectul dezacordul sarcinii ce creează condiția de reflexie totală. În cele ce urmează se va face o demonstrație teoretică pentru acest lucru, urmând ca la final să se prezinte arhitectura completă pentru algoritmul de corectare automată a erorilor.

2.3.1 Configurația de undă staționară pe linia de transmisie integrată pe siliciu, în prezența surselor de eroare

Pornind de la expresia pentru tensiunea de linie [43] **aplicată pentru cazul general în care există o eroare de compensare, respectiv sarcina ce creează reflexia totală este ușor dezacordată și modulată, se va încerca evaluarea erorii minimelor de tensiune.** Capitolul de față va prezenta doar etapele esențiale ale demonstrației însă întregul calcul se poate urmări în anexa A1.

$$u(z) = \frac{u_g \cdot Z_C}{Z_g + Z_C} \cdot \frac{e^{-\gamma(d-z)} + \Gamma_m \cdot e^{-\gamma(d+z)}}{1 - \Gamma_g \cdot \Gamma_m \cdot e^{-2\gamma d}} \quad (2.90)$$

În relația anterioară, d este lungimea liniei de transmisie, Z_C este impedanța caracteristică, Z_g este impedanța de ieșire a generatorului, γ este constanta de propagare, Γ_m este coeficientul de reflexie la sarcina modulată și Γ_g este coeficientul

de reflexie la generator. Coordonata de poziție z este măsurată dinspre sarcină înspre generator – pentru nodul generator, valoarea lui z va fi egală cu d .

O primă observație: la numitorul fracției, produsul dintre exponențială și coeficientul de reflexie este, de fapt, coeficientul de reflexie văzut în nodul generatorului, dat de relațiile **(2.86)**, **(2.88)**.

$$u(z) = \frac{u_g \cdot Z_C}{Z_g + Z_C} \cdot \frac{e^{-\gamma \cdot (d-z)} + \Gamma_m \cdot e^{-\gamma \cdot (d+z)}}{1 - \Gamma_g \cdot \Gamma_{dm}} \quad (2.91)$$

$$u(z) = \frac{u_g}{2} \cdot (e^{-\gamma \cdot (d-z)} + \Gamma_m \cdot e^{-\gamma \cdot (d+z)}) \cdot \left(1 + \frac{\kappa \cdot \Gamma_g}{1 - \Gamma_g}\right) \quad (2.92)$$

Prin prelucrări simple, relația se poate aduce la forma:

$$u(z) = \frac{u_g}{2} \cdot e^{\gamma \cdot (d-z)} \cdot (e^{-2\gamma \cdot (d-z)} + \Gamma_m \cdot e^{-2\gamma \cdot d}) \cdot \left(1 + \frac{\kappa \cdot \Gamma_g}{1 - \Gamma_g}\right) \quad (2.93)$$

Sau:

$$u(z) = \frac{u_g}{2} \cdot e^{\gamma \cdot (d-z)} \cdot (e^{-2\gamma \cdot (d-z)} + \Gamma_{dm}) \cdot \left(1 + \frac{\kappa \cdot \Gamma_g}{1 - \Gamma_g}\right) \quad (2.94)$$

Se observă din nou intervenția coeficientului de sarcină modulată Γ_{dm} văzut în nodul de coordonată d , al generatorului.

$$u(z) = \frac{u_g}{2} \cdot e^{\gamma \cdot (d-z)} \cdot (e^{-2\gamma \cdot (d-z)} + 1 + \kappa) \cdot \left(1 + \frac{\kappa \cdot \Gamma_g}{1 - \Gamma_g}\right) \quad (2.95)$$

$$u(z) = \frac{u_g}{2} \cdot (e^{-\gamma \cdot (d-z)} + e^{\gamma \cdot (d-z)} + \kappa \cdot e^{\gamma \cdot (d-z)}) \cdot \left(1 + \frac{\kappa \cdot \Gamma_g}{1 - \Gamma_g}\right) \quad (2.96)$$

Termenul din prima paranteză se poate converti din scrierea exponențială în scriere trigonometrică (calculul în anexa A1 în secțiunea pentru evaluarea termenului intermediar cu exponențiale):

$$u(z) = \frac{u_g}{2} \cdot (2 \cdot \cos((d-z) \cdot \beta_0) + 2 \cdot \varepsilon \cdot \sin((d-z) \cdot \beta_0) \cdot (d-z) \cdot \beta_0 \cdot \chi + \kappa \cdot e^{j\beta_0 \cdot (d-z)}) \cdot \left(1 + \frac{\kappa \cdot \Gamma_g}{1 - \Gamma_g}\right) \quad (2.97)$$

Ecuția (2.97) reprezintă forma generală a tensiunii de linie în cazul în care sunt considerate erorile de compensare a pierderilor, respectiv de acord pentru condiția de reflexie totală. Termenii χ și κ , definiți anterior prin relațiile (2.79), respectiv (2.85) sunt ambii de modul redus, permițând calcule aproximative.

Relația pentru tensiunea de linie poate să fie interpretată ca o modulare complexă a amplitudinii semnelui de la generator u_g , în funcție de coordonata punctului

considerat în lungul liniei. Anvelopa funcției este dată de termenii din paranteze, respectiv semnalul modulat este cel furnizat de generator. Ținând cont de valorile mici ale variabilelor ε , χ și κ , configurația de amplitudine urmează practic o formă cosinusoidală, cu abateri introduse de termenii de eroare.

Deoarece, așa cum a fost spus în prima parte, se dorește măsurarea tensiunii de minim de pe linia de transmisie, relația anterioară se va evalua în apropierea punctelor în care funcția cosinus este nulă. **Calculul nu se face exact în punctele de zero ale funcției deoarece se dorește studierea efectului amplasării circuitelor de măsurare doar în anumite poziții ale liniei. Eroarea de plasare este cuantizată de către termenul δ , de valoare suficient de mică încât să permită aproximări rezonabile. Așadar, evaluarea se va face în apropierea multiplilor impari de $n / 2$, unde cosinusul se anulează.**

$$u(z) = \frac{U_g}{2} \cdot \left(2 \cdot \cos\left((2 \cdot k + 1) \cdot \frac{n}{2} + \delta \right) + \right. \\ \left. + 2 \cdot \varepsilon \cdot \sin\left((2 \cdot k + 1) \cdot \frac{n}{2} + \delta \right) \cdot \left((2 \cdot k + 1) \cdot \frac{n}{2} + \delta \right) \cdot \chi + \right. \\ \left. + \kappa \cdot e^{j\left((2 \cdot k + 1) \cdot \frac{n}{2} + \delta \right)} \cdot \left(1 + \frac{\kappa \cdot \Gamma_g}{1 - \Gamma_g} \right) \right) \quad (2.98)$$

În urma prelucrării relației anterioare și considerând câteva aproximări (evidențiate în anexa A1) **se obține pentru punctele de minim ale tensiunii de linie:**

$$u(z) \approx (-1)^k \cdot \frac{U_g}{2} \cdot (-2 \cdot \delta + \varepsilon \cdot (2 \cdot k + 1) \cdot n \cdot \chi + j \cdot \kappa) \cdot \left(1 + \frac{\kappa \cdot \Gamma_g}{1 - \Gamma_g} \right) \quad (2.99)$$

Se observă că toți termenii din prima paranteză sunt de valoare redusă. Din acest motiv, dacă s-ar desface paranteza dependentă de coeficientul de reflexie la generator Γ_g ar rezulta doar numere foarte mici – produse de doi termeni de eroare de tipul $\delta \cdot \chi$ – ce ar multiplica fracția din paranteză. Doar o valoare foarte apropiată de 1 pentru coeficientul de reflexie de la generator Γ_g ar putea face ca termenii rezultați să nu poată fi neglijați. Pentru situația practică, ultima paranteză a relației anterioare se poate neglija fără efecte adverse scopului propus. Înlocuind și expresiile pentru χ și κ se obține:

$$u(z) \approx (-1)^k \cdot \frac{U_g}{2} \cdot (m \cdot \sin(2 \cdot \beta_0 \cdot d) - 2 \cdot \delta + \varepsilon \cdot \chi \cdot ((2 \cdot k + 1) \cdot n - \sin(2 \cdot \beta_0 \cdot d))) \quad (2.100)$$

$$u(z) \approx (-1)^k \cdot \frac{U_g}{2} \cdot ((m_R + j \cdot m_X) \cdot \sin(2 \cdot \beta_0 \cdot d) - 2 \cdot \delta + \\ + \varepsilon \cdot \chi \cdot ((2 \cdot k + 1) \cdot n - \sin(2 \cdot \beta_0 \cdot d))) \quad (2.101)$$

Pentru factorul de modulare m al sarcinii s-a considerat expresia dependentă de partea reală, respectiv imaginară a lui. **Analizând (2.101) se observă că eroarea de poziționare a punctului de test, dată de δ , independentă de eroare de compensare a liniei ε , deci fără utilitate practică, poate să fie**

eliminată prin alegerea potrivită a amplitudinii m a modulării sarcinii. Cu alte cuvinte, dacă, cel puțin temporar, se reușește ca termenul dependent de partea reală m_R să compenseze eroarea de amplasare a punctelor de măsură, sistemul va putea eșantiona direct valoarea de minim a configurației de undă staționară.

În această situație, se obține pentru expresia minimumului de tensiune în funcție de eroarea de compensare a pierderilor liniei și de modularea sarcinii:

$$u(z) \approx (-1)^k \cdot \frac{U_g}{2} \cdot \left(\frac{\varepsilon}{2} \cdot \frac{(2 \cdot k + 1) \cdot \pi - \sin(2 \cdot \beta_0 \cdot d)}{1 + Q^2} + j \cdot \left(\frac{\varepsilon}{2} \cdot \frac{Q}{1 + Q^2} \cdot ((2 \cdot k + 1) \cdot \pi - \sin(2 \cdot \beta_0 \cdot d)) + m_X \cdot \sin(2 \cdot \beta_0 \cdot d) \right) \right) \quad (2.102)$$

Relația (2.102) aproximează valoarea complexă a minimumului configurației de undă staționară. Așa cum era de așteptat, pentru cazul ideal în care nu există erori de compensare sau de acord pentru asigurarea condiției de reflexie totală, tensiunea pe linie ar fi strict nulă.

Forma pentru relația anterioară nu se pretează însă la o implementare directă într-un circuit integrat, măsurarea unei mărimi complexe fiind destul de problematică. **O mărime fizică ce se poate măsura efectiv pe placheta de siliciu este modulul acestei tensiuni de linie.** Pentru simplificarea notațiilor se vor introduce câțiva termeni ajutători definiți în cele ce urmează și se va evalua pătratul modulului tensiunii de linie (din punct de vedere practic, nu este necesară folosirea unui circuit de ridicare la pătrat însă tratarea teoretică este mai simplă în acest caz):

$$A_k = \frac{1}{2} \cdot \frac{(2 \cdot k + 1) \cdot \pi - \sin(2 \cdot \beta_0 \cdot d)}{1 + Q^2} \quad (2.103)$$

$$B_k = \frac{1}{2} \cdot \frac{Q}{1 + Q^2} \cdot ((2 \cdot k + 1) \cdot \pi - \sin(2 \cdot \beta_0 \cdot d)) \quad (2.104)$$

$$C = m_X \cdot \sin(2 \cdot \beta_0 \cdot d) \quad (2.105)$$

$$|u(z_k)|^2 = \frac{U_g^2}{4} \cdot ((\varepsilon \cdot A_k)^2 + (\varepsilon \cdot B_k + C)^2) \quad (2.106)$$

Se poate observa din relația (2.106) că ea nu poate să fie folosită în mod direct pentru compensarea pierderilor deoarece conține un parametru liber C . Din cauza acestui factor, modulul tensiunii de linie nu se anulează în momentul în care nu există eroare de compensare ($\varepsilon = 0$).

Termenul C este dat de partea imaginară a factorului de modulare pentru sarcina liniei de transmise salfazice și înglobează efectul erorii de stabilire a condiției de reflexie totală – relația (2.66) – precum și efectul modulării intenționate a sarcinii (2.62). Din acest motiv, nu există nici o situație practică în care s-ar putea utiliza în mod direct ecuația (2.106). **Totuși, comparând modulul tensiunii în două puncte de minim consecutive, se va putea izola efectul erorii de compensare a pierderilor de restul surselor de erori:**

$$\Delta |U_{nod}|^2 = |u(z_k)|^2 - |u(z_{k+1})|^2 \quad (2.107)$$

$$\Delta|U_{nod}|^2 = \varepsilon \cdot \frac{U_g^2}{4} \cdot \left(\varepsilon \cdot (A_k^2 + B_k^2 - (A_{k+1}^2 + B_{k+1}^2)) + 2 \cdot C \cdot (B_k - B_{k+1}) \right) \quad (2.108)$$

$$\Delta|U_{nod}|^2 = 0 \Rightarrow \varepsilon = 0 \quad (2.109)$$

Condiția aceasta pune unele constrângeri pentru lungimea minimă a tronsonului folosit de către circuitul de corecție automată a pierderilor. Astfel, tronsonul folosit trebuie să cuprindă cel puțin două minime ale configurației de undă staționară, deci lungimea lui trebuie să fie mai mare decât cea mai mare lungime de undă la care se va folosi circuitul integrat pe care este construită rețeaua de distribuție salfazică pentru semnalul de clock.

Trebuie spus că tronsonul folosit nu este neapărat unul dintre tronsoanele folosite efectiv la distribuirea semnalului de tact, deși dacă rețeaua de distribuție tolerează efectul modulării sarcinii, nu există opreliști în acest sens. În general, circuitul de măsurare a erorilor utilizează o replică a tronsoanelor active ale rețelei – incluzând aici nu doar detaliile de construcție fizică ci și numărul și poziționarea sarcinilor de clock ce trebuie comandate.

2.3.2 Arhitectura schemei de compensare automate a pierderilor

Demonstrația teoretică a arătat că metoda de măsurare a erorilor necesită folosirea unui tronson de linie suficient de lung astfel încât configurația de undă staționară ce se stabilește să cuprindă cel puțin două minime. Tot din studiul teoretic reiese că este suficient ca circuitul de compensare a pierderilor să măsoare modulul tensiunii de linie în puncte discrete, atâta vreme cât se va face modularea impedanței ce asigură condiția de reflexie totală.

Schema din figura 2.3 prezintă arhitectura propusă pentru compensarea automată a pierderilor. **Circuitul utilizat pentru extragerea erorii de compensare este un tronson de linie de transmisie terminat la capătul opus generatorului cu o sarcină rezistiv-negativă, respectiv capacitivă. Ambele elemente sunt reglabile electronic pentru a permite modularea impedanței de sarcină.**

Măsurarea efectivă a modulului tensiunii de linie se face prin distribuirea echidistantă pe linie a unor amplificatoare detectoare de vârf (de amplificare mică) – de exemplu, repetoare pe sursă ce lucrează pe o sarcină capacitivă importantă. Deoarece descărcarea capacității se face la un curent mult mai mic decât cel dat de către tranzistorul repetor, tensiunea de pe capacitatea de sarcină nu poate să urmărească tensiunea de intrare și se va stabili la o valoare direct dependentă de tensiunea de vârf a semnalului de pe linia de transmisie. Prin utilizarea liniei de transmisie în regim armonic, vârful pozitiv, respectiv cel negativ au aceeași deviație față de tensiunea de mod comun, măsurarea oricăruia dintre ele fiind suficientă pentru estimarea modulului tensiunii.

Următorul pas este determinarea și identificarea punctelor de minim cu ajutorul circuitelor detectoare de minim. Trebuie spus că este necesară

și identificarea punctelor deoarece sistemul trebuie să facă distincție între minime consecutive ale configurației de undă staționară.

În final, pe baza diferenței de tensiune dintre valorile minime se poate determina sensul și magnitudinea corecției necesare pentru linia de transmisie. Analizând relația (2.108) se constată că semnul diferenței este dat în mare măsură de sensul erorii de compensare, ε fiind factor ce multiplică întreaga relație. Mărimea de control este o tensiune de comandă pentru circuitele convertoare de impedanță negativă ce trebuie să stabilească egalitatea din condiția de compensare (2.29).

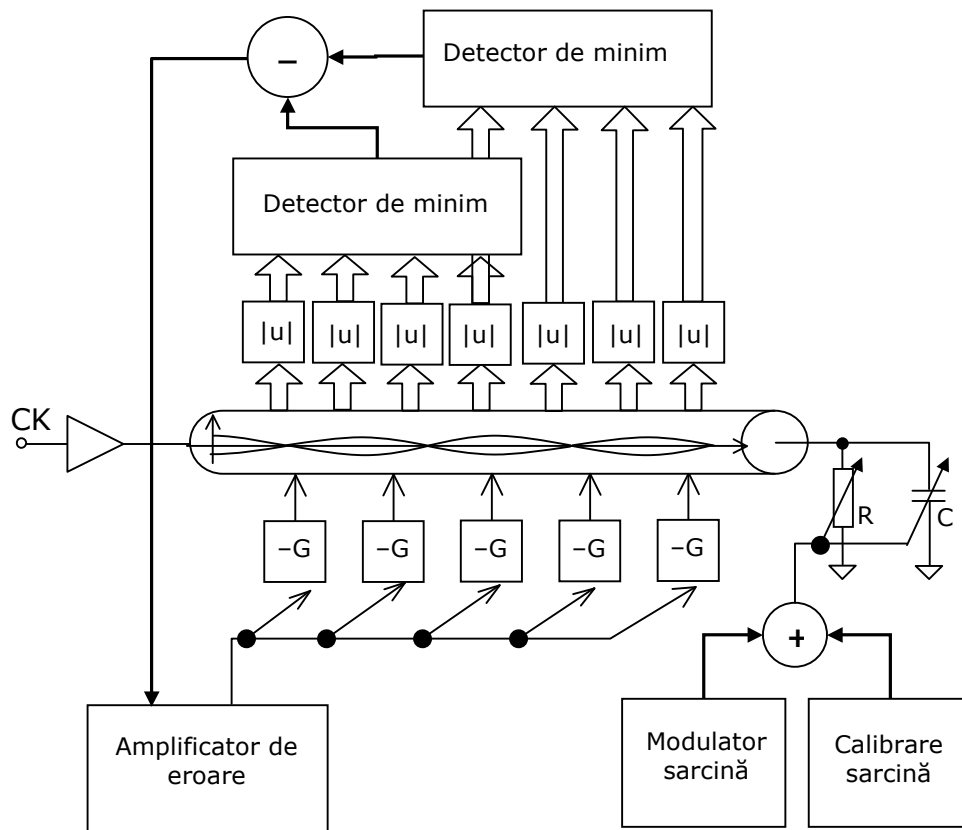


Fig. 2.3 Schema de principiu cu măsurarea amplitudinii minimelor de tensiune pentru compensarea automată a pierderilor liniilor

Construirea unui circuit cu arhitectura din figura 2.3 face posibilă realizarea compensării automate a pierderilor la nivelul circuitelor integrate. Totuși, complexitatea schemei depășește cadrul prezentei teze, proiectarea efectivă la nivel de tranzistor putând constitui o temă separată de cercetare.

2.4 Circuit convertor de impedanță negativă pentru compensarea pierderilor liniilor de transmisie

Îndeplinirea condiției de compensare a pierderilor liniei de transmisie așa cum a fost scrisă în (2.29) pare, la prima vedere, destul de ușor de realizat. Acest lucru este însă valabil doar pentru un caz nominal de proces de fabricație, cum de altfel a fost deja expus. Admițând variații de proces în toate elementele de circuit ce intervin în relație, se poate estima gama necesară pentru reglarea conductanței negative [13], [29]:

$$G = -\frac{R \cdot C}{L} \cdot \frac{\left(1 + \frac{\Delta R}{R}\right) \cdot \left(1 + \frac{\Delta C}{C}\right)}{\left(1 + \frac{\Delta L}{L}\right)} \quad (2.110)$$

$$G \approx G_0 \cdot \left(1 + \frac{\Delta R}{R} + \frac{\Delta C}{C} - \frac{\Delta L}{L}\right) \quad (2.111)$$

Termenii $\Delta R / R$, $\Delta C / C$ și $\Delta L / L$ reprezintă deviațiile relative față de valorile nominale ale rezistenței, capacității și inductanței. Relația anterioară trebuie să considere că variațiile de proces sunt corelate doar în mică măsură pentru cei trei parametri, eroarea totală în conductanță putându-se estima pe baza radicalului sumei pătratelor:

$$G \approx G_0 \cdot \left(1 + \frac{\Delta G}{G}\right) \quad \frac{\Delta G}{G} = \sqrt{\left(\frac{\Delta R}{R}\right)^2 + \left(\frac{\Delta C}{C}\right)^2 + \left(\frac{\Delta L}{L}\right)^2} \quad (2.112)$$

Dacă se consideră valori uzuale pentru variațiile relative – [2], [29], [48], [49] – de circa 20% abatere față de situația nominală, se obține o variație de circa 35% în valoarea necesară pentru conductanța de compensare.

Mai mult, așa cum a fost prezentat și în [13], această valoare nu include erorile de proces ce apar la fabricația tranzistoarelor ce intră în compunerea circuitului activ de compensare a pierderilor. Depinzând de topologia circuitului, și aici poate să fie vorba despre o influență totală de același ordin de mărime rezultând după combinarea în sens statistic (parametrii tranzistoarelor fiind independenți de cei ai nivelurilor de metalizare) **o eroare totală posibilă de circa 50% – însemnând un factor de doi între valorile minime și maxime cerute. Tocmai din acest motiv este de preferat ca topologia selectată pentru circuitul de compensare să simuleze valoarea cerută pe baza unor rapoarte dimensionale sau rapoarte de curenți** [29], [50].

O altă constrângere importantă pentru circuitul de compensare derivă din frecvența foarte mare de operare (fiind vorba despre funcționare pe rețeaua de distribuție de tact), respectiv tensiunea de alimentare redusă, specifică tehnologiilor CMOS submicronice. Cele două cerințe limitează numărul maxim de tranzistoare ce pot fi amplasate în serie între liniile de alimentare [2], [29], [50]. Așa cum se spunea și în [13], tensiunea de alimentare scăzută, prin dificultățile ce le creează în proiectarea amplificatoarelor operaționale de mare viteză) exclude din start topologiile de circuit ce folosesc configurații cu reacție negativă ce trebuie să

controleze tensiuni sau curenți la frecvența de lucru a rețelei de distribuție de clock [29], [50]. În practică, cea mai bună opțiune rămâne folosirea unor etaje diferențiale simple cu conexiune în cruce intrare-ieșire, asimilabile circuitelor conveioare de curent [51], și implicit convertoarelor de impedanță negativă. – fiind vorba de etaje simple de amplificare, numărul de tranzistoare serie este situat între minim 2 și maxim 4.

Așadar, un circuit de compensare a pierderilor rețelei de distribuție de clock salfazice, pentru a putea fi utilizat cu succes, trebuie să permită controlul simplu al valorii simulate într-un domeniu relativ larg, cu valoarea maximă de cel puțin două ori mai mare decât cea minimă, trebuie să fie capabil să opereze la frecvența maximă din sistem, să realizeze mărirea simulată depinzând cât mai mult de rapoarte de parametri de proces de același tip și, în final, să aibă consum minim de putere.

Cum a fost amintit anterior, în literatură există mai multe variante de circuite capabile se îndeplinească aceasta funcție [15], [41], [12], [13], fiecare având un grad diferit de performanțe raportate la criteriile anterioare. Dintre cele citate, circuitul folosit la compensarea pierderilor pentru rețelele de distribuție de tact rezonante din [41] nu este utilizabil fără modificări importante care să asigure controlul impedanței negative simulate.

Circuitul din figura 2.4, propus în [15], deși folosit tot pentru compensarea pierderilor liniilor de transmisie, într-o implementare MOS ar avea nevoie de un număr de 4 tranzistoare înseriate între liniile de alimentare [13]. Mai mult, în implementarea directă, impedanța simulată de către el depinde de parametri de proces diferiți – rezistență., respectiv câștig și dimensiuni de tranzistoare. Situația se poate îmbunătăți prin înlocuirea rezistențelor din schemă cu tranzistoare funcționând în regiunea liniară, dar nici atunci nu ar fi mult mai bună deoarece rezistențele din schemă, din cauza poziției lor în circuit, trebuie înlocuite cu tipuri diferite de componente – nMOS pentru rezistența de jos, respectiv pMOS pentru cea de sus. Controlul conductanței se poate face prin reglarea curenților celor 4 surse de curent sau prin controlul valorii rezistenței (active).

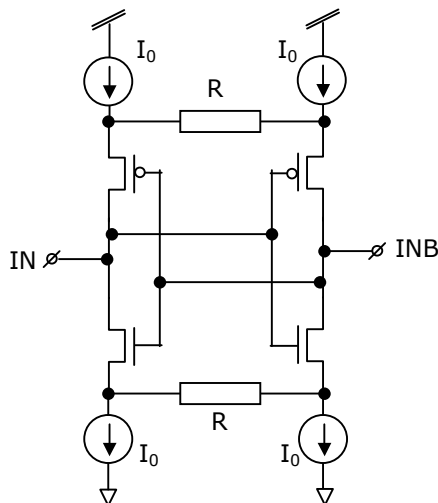


Fig. 2.4 Celulă convertoare de impedanță negativă

Pentru funcționarea corectă, indiferent de valoarea efectivă a conductanței negative simulate, sursele de curent au nevoie de o cădere de tensiune destul de importantă raportată la amplitudinea semnalului de clock, respectiv la tensiunea de alimentare, limitând astfel utilitatea schemei. Avantajul circuitului este că impedanța simulată este tot timpul negativă.

Variantele din [12] sau din [13] folosesc doar două tranzistoare înseriate între liniile de alimentare ale schemei, deci ar trebui să accepte domeniul maxim de amplitudine pentru semnalul de pe rețeaua de distribuție de tact. Principiul de bază pentru toate schemele este utilizarea unei perechi de inversoare conectate în cruce completate cu componente necesare controlului conductanței, așa cum se poate vedea în figura 2.5. Deosebirea dintre circuitele propuse în [12] (schemele a, b și c din figură) față de cel din referința [13] constă în metoda de reglaj a conductanței negative.

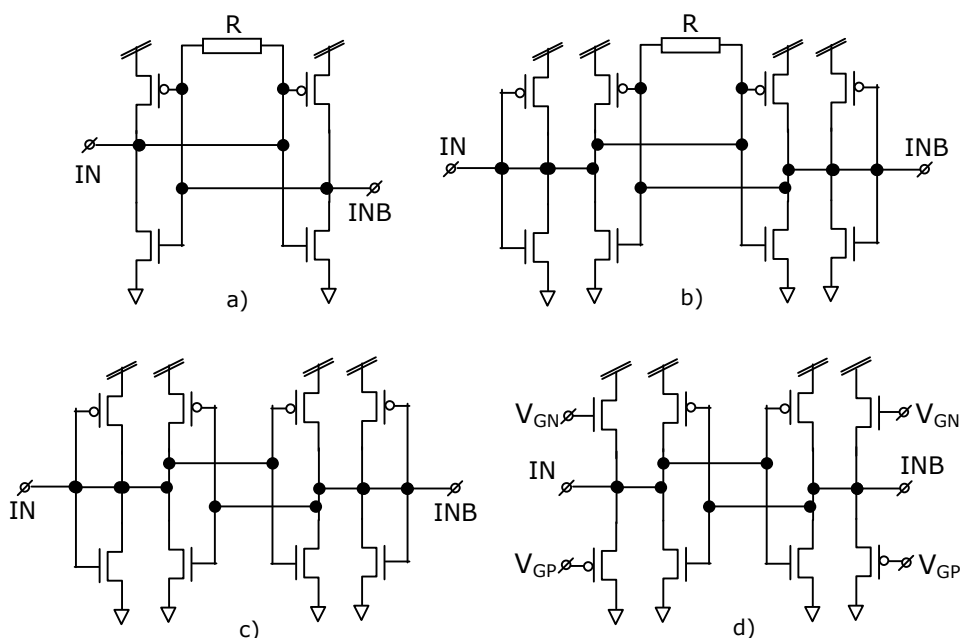


Fig. 2.5 Generatoare de conductanță negativă bazate pe inversoare conectate încrucișat

În prima variantă, controlul se face doar prin folosirea unei rezistențe active prin modificarea polarizării ei – dificultatea constă în modul în care se face această polarizare astfel încât să se mențină liniaritatea rezistenței echivalente de control pe un domeniu de amplitudine cât mai larg. Următoarele două variante, deși acceptă amplitudini mai mari la intrarea lor, sunt dificil de ajustat pentru că etajele inversoare cu reacție negativă nu pot să fie controlate direct. **Avantajul ultimei topologii este controlul simplificat în condițiile menținerii funcționării liniare pe un domeniu destul de larg, prin modificarea curenților de polarizare ai etajelor repetoare pe sursă.**

Conductanța negativă pentru circuitul din [13] se poate scrie pornind de la sistemul de ecuații folosind modelul de semnal mic din figura 2.6:

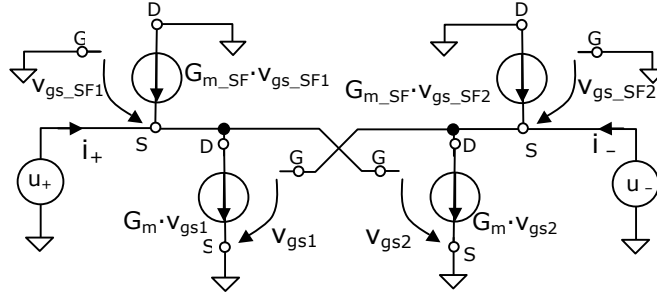


Fig. 2.6 Model de semnal mic pentru convertorul de impedanță negativă propus

$$i_+ + G_{m_SF} \cdot v_{gs_SF1} = G_m \cdot v_{gs1} \quad (2.113)$$

$$i_- + G_{m_SF} \cdot v_{gs_SF2} = G_m \cdot v_{gs2} \quad (2.114)$$

În ecuațiile anterioare, i_+ și i_- reprezintă curenții de intrare pentru cele două ramuri diferențiale, G_{m_SF} reprezintă câștigul în curent al etajelor repetoare pe sursă iar G_m câștigul inversoarelor. Ambele mărimi includ efectul combinat al ambelor tipuri de tranzistoare, fiind practic o sumă de transconductanțe individuale. Termenii v_{gs_SF} și v_{gs} reprezintă tensiunile de semnal mic la intrarea etajelor repetor pe sursă, respectiv inversor.

Rezolvând sistemul anterior, se obține pentru conductanța negativă simulată (reciproca impedanței negative determinate în [13]):

$$G_{in} = -\frac{G_m - G_{m_SF}}{2} \quad (2.115)$$

Se constată din relația (2.115) că o pereche de inversoare conectate în cruce (deci într-o configurație cu reacție pozitivă) prezintă la intrare o conductanță negativă egală cu $-G_m/2$, direct dependentă de câștigurile în curent ale tranzistoarelor, respectiv de dimensiunile lor. Etajele cu repetoare pe sursă, prin reacția negativă locală, prezintă circuitului o conductanță de intrare pozitivă. Prin modificarea curentului etajului repetor se poate face controlul acesteia și implicit se poate realiza ajustarea directă a conductanței negative simulate de către întregul circuit.

De asemenea, relația (2.115) mai arată și că semnul conductanței simulate nu este tot timpul „-”, el depinzând de magnitudinea relativă a etajelor inversoare față de cele repetoare pe sursă. Din punct de vedere practic, prin alegerea corespunzătoare a dimensiunilor tranzistoarelor nu se poate ajunge la modificarea semnului impedanței simulate în condiții normale de operare.

La o proiectare corectă a circuitului convertor de impedanță negativă, tensiunile de control pentru întregul domeniu de variație trebuie să rezulte de așa manieră încât să nu existe circulație de curent între inversoarele conectate în cruce și tranzistoarele repetoare – dacă s-ar deconecta cele două etaje, tensiunile de echilibru static impuse de fiecare

dintre ele în nodurile de ieșire ar fi perfect identice. Cu alte cuvinte este posibilă modificarea izolată a conductanței repetoarelor (termenul G_{m_SF}) fără impact asupra etajelor inversoare (termenul G_m).

Pornind de la relația de definiție a conductanței în funcție de dimensiunile tranzistoarelor, relația (2.115) va putea fi folosită pentru determinarea lățimilor necesare (considerând lungimile de canal impuse din motive tehnologice).

Referința [13] prezintă un exemplu de proiectare pentru acest circuit într-o tehnologie CMOS de 130nm. Impedanța (folosită aici doar pentru comoditatea utilizării unei unități de măsură mai familiare și lucrului cu mărimi naturale) ce se dorește simulată de către circuit este cuprinsă între -1.66mS și -3.33mS (corespunzând la -300Ω , respectiv la -150Ω , valorile folosite în referință) incluzând atât variațiile de proces ce afectează condiția de compensare (2.29), cât și deviațiile de la parametri nominali pentru tranzistoarele ce intră în compunerea etajului de compensare.

Etajul de control al curentului prin tranzistoarele repetoare pe sursă permite ajustarea acestuia într-un raport de 1 la 4, rezultând o modificare a transconductanței etajului într-un raport de 1 la 2, dependența fiind în funcție de rădăcina pătrată a curentului de drenă [29]. Trebuie făcută precizarea că între valoarea minimă a transconductanței (obținută la curentul minim de operare în cazul unui proces de fabricație prost, lent) și valoarea maximă a ei (rezultată într-un proces rapid și la curentul maxim) raportul acesta va fi mai mare decât 2. De altfel, referința [13] a inclus aceste observații în relațiile pentru valorile extreme ale impedanței negative simulate (pentru consecvența notațiilor din această lucrare, relațiile vor fi scrise aici pentru conductanță):

$$|G_{in}|_{MAX} = \frac{G_{m_MAX} - G_{m_SF_MAX} \cdot \sqrt{I_{MIN}/I_{SF}}}{2} \quad (2.116)$$

$$|G_{in}|_{MIN} = \frac{G_{m_MIN} - G_{m_SF_MIN} \cdot \sqrt{4I_{MIN}/I_{SF}}}{2} \quad (2.117)$$

În relațiile anterioare I_{SF} este curentul nominal al etajului repetor pe sursă iar I_{MIN} este valoarea minimă a acestuia, impusă de către circuitul de control. Așa cum se va vedea mai târziu, eroarea de impunere a curentului este doar marginal afectată de variațiile de proces, fiind similară cu cea specifică oglinzilor simple de curenți. Restul parametrilor transconductanță sunt afectați cu toții de către variațiile de proces, astfel G_{m_MAX} și $G_{m_SF_MAX}$ reprezintă câștigurile în curent ale tranzistoarelor pentru procesul rapid iar G_{m_MIN} și $G_{m_SF_MIN}$ pentru un tip de proces de fabricație lent. Deoarece etajul de compensare a pierderilor liniilor de transmisie folosește același tip de tranzistoare atât pentru repetoarele pe sursă cât și pentru inversoare, parametrii elementelor active vor avea variații similare cu condițiile de pe placheta de siliciu, evident, în funcție de tipul de structură nMOS sau pMOS.

Pentru tehnologia selectată, variațiile de proces pentru transconductanțe sunt de circa 20%, rezultând un raport între valoarea minimă și cea nominală a curentului I_{SF} de circa 1 / 2. Impunând valoarea nominală a curentului prin etajul repetor de $250\mu\text{A}$, curentul minim calculat ajunge la circa $125\mu\text{A}$ (calculul mai exact din [13] dă $127.5\mu\text{A}$), de unde valoarea maximă a lui (de patru ori mai mare) va fi de circa $500\mu\text{A}$, aproximativ dublul valorii nominale. Ținând cont de dependența dintre curent și transconductanță, rezultă că valoarea maximă a acesteia pentru etajul repetor va fi de circa radical din 2 ori mai mare.

Valorile nominale pentru conductanțe rezultă $G_m \approx 27.8\text{mS}$ și, respectiv, $G_{m_{SF}} \approx 7.8\text{mS}$. Incluzând și variațiile de proces, conductanțele etajelor se pot găsi în intervalele corelate $22\text{mS} - 33.5\text{mS}$, respectiv $6.25\text{mS} - 9.5\text{mS}$. Cu aceste valori, conductanța negativă simulată nu are cum să-și schimbe semnul pe întregul domeniu de reglare, valoarea maximă a câștigului în curent al tranzistoarelor repetoare $G_{m_{SF}}$ fiind de doar aproximativ 13.5mS , incluzând erorile de proces, tot timpul mai mică decât transconductanța inversoarelor.

Dimensiunile tranzistoarelor din etajul cu conductanță pozitivă din circuitul generator de impedanță negativă rezultă direct din curentul impus $250\mu\text{A}$ și câștigul nominal $G_{m_{SF}}$. Pentru dimensionarea inversoarelor trebuie cunoscut nivelul de curent necesar – acesta rezultă prin considerarea nivelului de mod comun în jurul căruia trebuie să lucreze blocul de compensare a pierderilor, împreună cu valoare nominală a transconductanței determinate anterior. Referința [13] cuprinde mai multe detalii cu privire la modul de calcul.

În final, impedanța negativă simulată, așa cum se observă în figura 2.7, are o variație în cazul cel mai defavorabil caz între circa -165Ω și -290Ω , suficient de apropiat de cerințele inițiale. Axa orizontală din figura 2.7 corespunde valorilor curentului de control pentru etajul replică și nu ale curentului etajului repetor pe sursă.

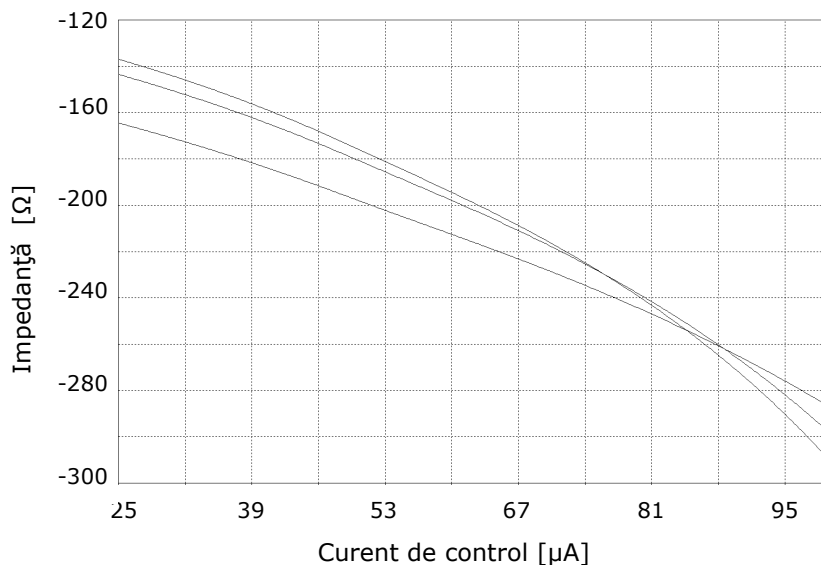


Fig. 2.7 Impedanța negativă generată în funcție de curentul de control

Pentru a pune în evidență efectul de refacere a amplitudinii semnalului datorită impedanței negative, circuitul de test pentru simulările de semnal mare a fost folosit pentru excitarea circuitului sursă de tensiune cu rezistență serie – figura 2.8. Testele au fost făcute pentru o frecvență a semnalului ce trebuie compensat de 1GHz . Așa cum era de așteptat, pentru semnal de intrare de amplitudine nu foarte mare, circuitul reface suficient de bine forma de undă, prezentând o plafonare a tensiunii maxime de ieșire în momentul în care nivelul de intrare este crescut la

2.4 - Circuit de compensare convertor de impedanță negativă 73

valoarea maximă. Aplatizarea pulsurilor este normală deoarece câștigul etajului inversor scade pe măsură ce ieșirea lui se apropie de barele de alimentare [2], [29], rezultând și o scădere în modul conductanței negative simulate.

Un lucru interesant la acest circuit este modul în care se face reglarea curentului etajului cu repetoarele pe sursă, figurat în 2.9 (pentru controlul tranzistoarelor nMOS) [13].

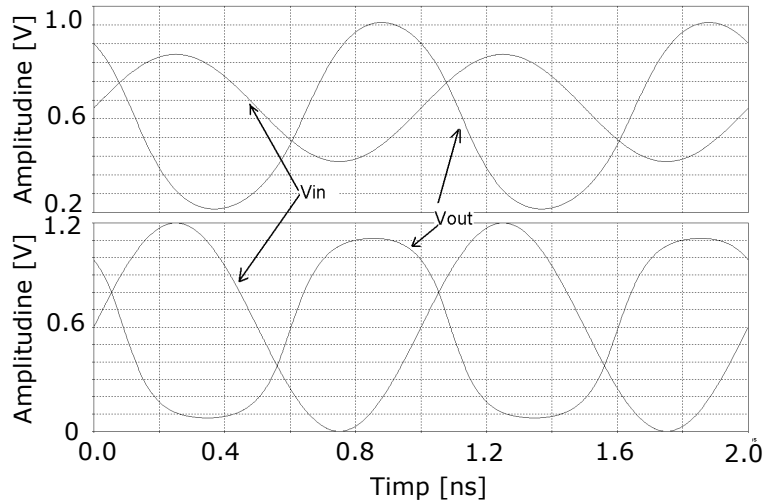


Fig. 2.8 Evidențierea efectului conductanței negative prin refacerea amplitudinii unui semnal armonic

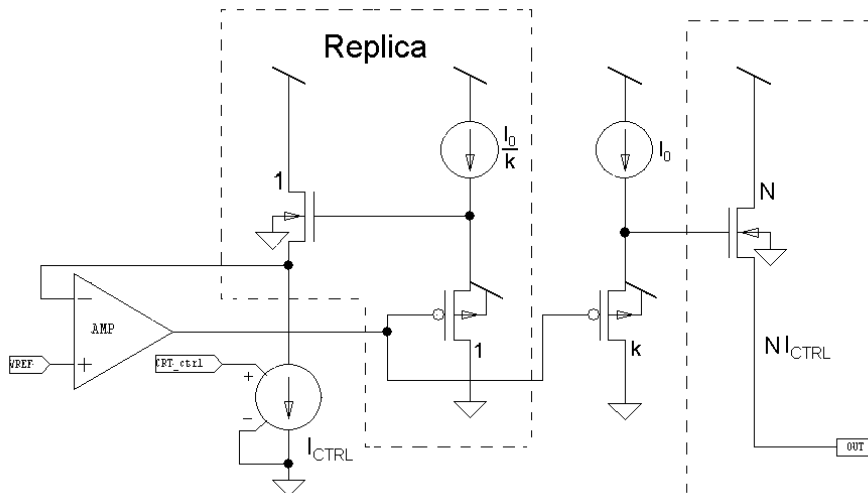


Fig. 2.9 Celula de control pentru etajul de reglare a conductanței

Deoarece reglarea etajului trebuie să permită controlul curentului prin tranzistoare dar, în același timp, să mențină valoarea tensiunii de mod comun, prevenind astfel circulația de curent nedorită între etajele schemei de compensare a pierderilor, tensiunile de comandă pentru porțile tranzistoarelor trebuie generate de un circuit special, lucrând cu o buclă de reacție.

Ideea de bază este folosirea unui tranzistor adițional, replică într-un raport de lățimi 1 la N a tranzistorului principal, funcționând în condiții similare de circuit – aceleași tensiuni pe terminale și cu un curent de drenă în același raport ca raportul dimensional 1 la N. Controlul efectiv al curentului se face prin intermediul sursei de curent ajustabile în tensiune, I_{CTRL} , iar controlul tensiunii de mod comun se face cu ajutorul amplificatorului operațional cu reacție negativă.

Bucula de reacție ce asigură la terminalul sursă al tranzistorului replică tensiunea dorită de echilibru, se închide prin repetor pe sursă pMOS, lucrând pe sarcina activă sursă de curent fixă, de valoare I_0 / k și apoi, prin tranzistorul copie a repetorului principal. Amplificatorul operațional va menține egalitate strictă între tensiunea de referință pentru modul comun și cea din sursa tranzistorului nMOS adițional. Acesta din urmă, având impus curentul de către sursa de curent reglabilă, își va forma tensiunea de grilă necesară menținerii curentului impus prin intermediul reacției negative globale.

Totodată, sistemul controlează un alt etaj repetor pe sursă pMOS, având dimensiunile de k ori mai mari decât cel inclus în bucla de reacție, inclusiv pentru curentul de drenă I_0 . Acest mod de comandă generează în sursa tranzistorului pMOS aceeași tensiune ca cea de la etajul cuprins în buclă și, implicit, va impune pe grila tranzistorului principal nMOS aceeași tensiune ca cea de la replica lui. Deoarece tensiunea de referință pentru modul comun este aleasă egală cu tensiunea de mod comun pentru circuitul de compensare a pierderilor (este generată de un inversor cu aceleași dimensiuni ca cele din schema de compensare, având reacție totală între intrare și ieșire), tranzistorul principal și cel replică vor prezenta tensiuni identice pe terminale. Având aceeași polarizare, raportul între curenții de drenă ai celor două tranzistoare va fi egal cu raportul între lățimile lor, condiție similară celei de la oglinzile simple de curent. Se reușește astfel menținerea unui raport precis între curentul de control și curentul etajului final, precum și ajustarea acestui curent cu menținerea fixă a tensiunii de mod comun. Desigur, această schemă trebuie duplicată (cu modificările necesare) și pentru tranzistoarele pMOS repetoare pe sursă din blocul de corecție a pierderilor.

Consumul total de curent pentru blocul de compensare a pierderilor rezultat în referința [13] este de circa 4.7mA la o tensiune de 1.2V. Această valoare nu include curentul necesar pentru circuitul de polarizare și control al etajelor repetoare. Excluderea este justificată prin raportul mare dintre numărul de celule efective de compensare față de celule de control – astfel, o distribuție salfazică pe suprafață prezentată în [47] necesită un total de 125 de celule convertitoare de impedanță negativă. Toate acestea pot fi controlate doar cu două blocuri de comandă, câte unul dedicat unui tip de tranzistor nMOS sau pMOS.

2.5 Circuit sincron pentru operare cu semnal de tact salfazic

Avantajul major al unei rețele salfazice este sincronizarea variației semnalului de tact pe porțiuni extinse datorită invarianței fazei pentru configurația de undă staționară. Reversul acestui avantaj este variația amplitudinii semnalului distribuit după o funcție cosinusoidală. Dacă nu se întreprinde nimic pentru a compensa acest lucru, așa cum se poate observa în figura 2.10 [52], folosind familii logice uzuale este posibil ca circuitul integrat realizat fizic să nu poată să beneficieze de erorile de nealiniere neglijabile, specifice metodei. Acest lucru se întâmplă deoarece are loc o conversie a variației de nivel pentru semnal în variație de fază din cauza pragurilor logice fixe [34].

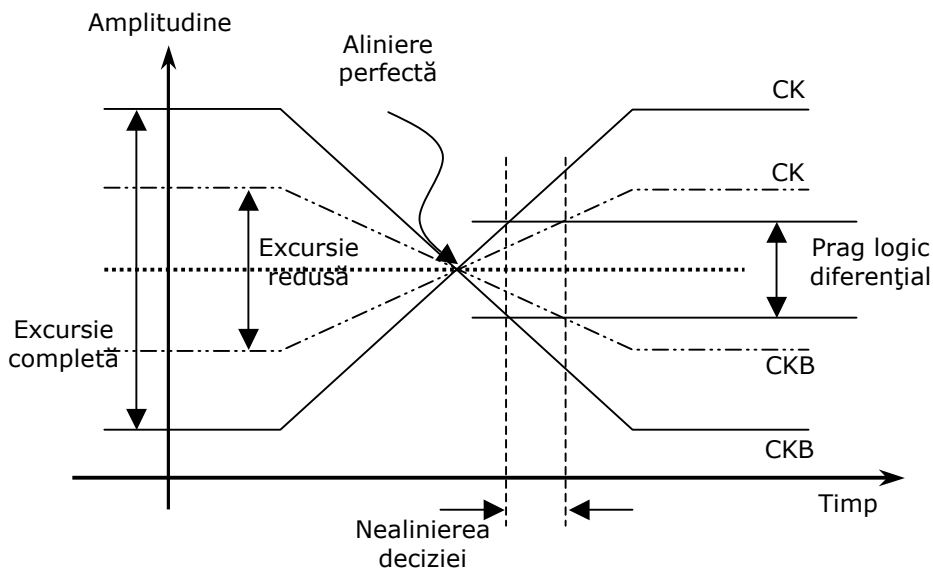


Fig. 2.10 Conversie din variație de amplitudine în variație de fază și decalarea momentului de decizie

O metodă de a combate acest efect este utilizarea unei combinații între o rețea salfazică și o rețea de distribuție clasică (pe ultimul nivel). Rolul rețelei clasice este refacerea amplitudinii complete a semnalului de tact astfel încât porțile logice de sincronizare să nu necesite modificări. Abordarea ar fi similară cu cea necesară rețelelor rezonante [16], [17], [40], [41], [42], așa cum a fost prezentat în introducere. Deoarece se revine practic la comanda întregii capacități de sarcină pentru semnalul de clock cu ajutorul unor circuite buffer, puterea necesară în acest caz devine similară cu necesară unei rețele de factură standard.

Similar rețelelor rezonante, și pentru distribuția de tact salfazică sarcina capacitivă dată de intrările de clock este parte intrinsecă a topologie rețelei – încercarea de a separa această capacitate va avea ca rezultat degradarea performanțelor globale ale sistemului cu privire la puterea consumată. Se justifică astfel efortul de proiectare pentru un circuit logic adaptat funcționării cu semnale de tact de amplitudine mai redusă.

Metoda de distribuire safazică a semnalului de clock are câteva particularități specifice în comparație cu metodele uzuale cu excursie redusă a tensiunii, prezentate în primul capitol. Dacă în [6], [7], [30], [31], [32], [33], [34] semnalul de tact este referențiat la una dintre tensiunile de alimentare, variind de exemplu între 0V și o tensiune maximă sau de la o tensiune minimă până la tensiunea de alimentare V_{DD} , configurația de undă staționară se formează în jurul unei tensiuni de mod comun, situate în general la jumătate din alimentare. În mod practic, tensiunea de mod comun depinde de punctul static de funcționare al rețelei de safazice, putând avea deviații ușoare în jurul valorii nominale în funcție de tipul procesului rezultat în urma fabricației circuitului integrat. Tensiunea de linie dată de (2.6) se va stabili întotdeauna centrată pe acest nivel, deci semnalul distribuit, într-un punct oarecare de pe rețea, va avea o variație între o valoare minimă nenulă și o valoare maximă, mai mică decât tensiunea de alimentare. Din acest motiv, așa cum a fost arătat în [52], circuitele sincrone folosite în mod uzual pentru sistemele cu salt redus al semnalului de clock nu reușesc să opereze în mod fiabil.

Astfel, pentru a preveni conducția parazită a tranzistoarelor tact pe perioada cât sunt blocate, sau pentru a îmbunătăți performanțele în conducție ale acestora, multe dintre circuitele propuse anterior folosesc combinații de componente având tensiuni de prag diferite – reduse, standard, respectiv crescute (nu neapărat toate în același timp) [31], [32], [33]. Cum nu toate procesele de fabricație pun la dispoziție aceste tipuri de tranzistoare sau, eventual, vin cu un cost adițional, este de preferat evitarea folosirii lor.

Circuitul descris în [52] – poartă logică diferențială sincronă, sau folosind acronimul din engleză poartă SDL, bazat pe cel propus inițial în [53] unde e fără o analiză teoretică, reușește printr-un artificiu de proiectare poate să fie făcut să opereze corect și la amplitudini mici pentru semnalul de tact, fără penalizări de viteză. **Studiul teoretic complet efectuat pentru prima dată în [52] arată ce trebuie făcut astfel încât poarta să fie utilizabilă în sisteme deservite de rețele de distribuție de clock safazice.** Ținând cont că circuitul utilizează doar două tranzistoare înseriate între liniile de alimentare, viteza maximă a acestuia este printre cele mai mari realizabile într-o tehnologie dată, folosind principii de proiectare specifice CMOS standard.

Așa cum se vede din figura 2.11, nucleul porții logice propuse este format dintr-un latch – pereche de inversoare conectate în cruce – similar cu cele utilizate pentru celulele statice de memorie RAM. O diferență esențială față de aceasta este prezența unui tranzistor „de egalizare”, ce creează o cale de reacție negativă între cele două ieșiri ale blocului, funcționând cu semnalul de clock. Prin prezența acestui tranzistor de egalizare, celula poartă să fie asimilată unui latch dinamic bazat pe un amplificator receptor de linie [54], [2] folosit de obicei în integratele mixte sau pur digitale performante, respectiv în memoriile dinamice de mare densitate. Referința [54] face analiza unei astfel de celule amplificatoare folosită într-un comparator de mare viteză pentru a determina condiția de metastabilitate. Concluzia este că viteza maximă de operare, într-o tehnologie dată, este îmbunătățită prin adăugarea tranzistorului de reset între nodurile de ieșire (deci implicit și rata de decizii metastabile scade). Explicația este că reacția negativă controlată de semnalul de tact șterge practic informația stocată anterior în poarta logică asigurând ieșirilor o perioadă mai îndelungată în care să comute ferm comparativ cu celula clasică.

Din punct de vedere funcțional, tranzistorul acționat de către semnalul de clock creează două faze distincte – de egalizare, când conduce, respectiv de evaluare, când este blocat. Fiind delimitate de către tranzițiile semnalului de tact, fiecare dintre faze are alocată jumătate din perioada semnalului de comandă. Pe

durata egalizării, rezistența echivalentă a tranzistorului acționat de semnalul de clock este de valoare mică, generând o reacție negativă puternică în celulă [52]. Această reacție se opune celei pozitive, create de conectarea încrucișată a inversoarelor. Cu cât bucla de reacție negativă are un efect mai important, cu atât tranzistoarele de intrare vor putea asigura comutarea mai ușoară a ieșirii, ele nemaitrebuind să „lupte” cu valoarea stocată anterior în celula de memorie.

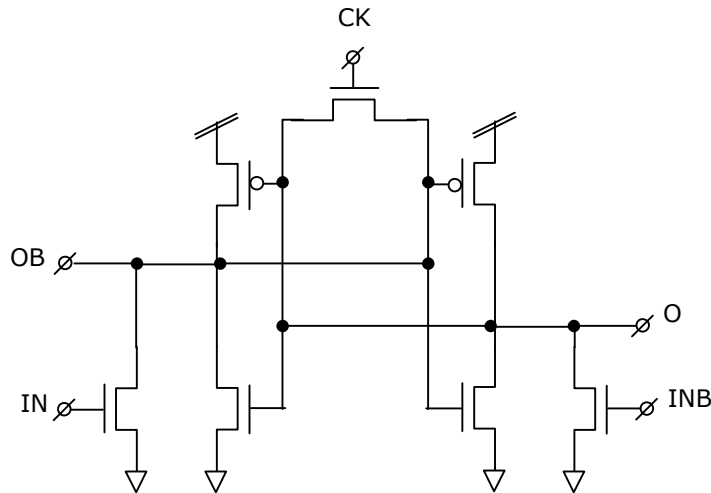


Fig. 2.11 Poartă logică sincronă de tip SDL

În momentul în care reacția negativă devine dominantă, celula atinge performanțele maxime de viteză, informația inițială din latch fiind ștersă automat, efectiv de către celula de memorare, fără aportul intrărilor [52]. Practic, etajul se transformă într-un amplificator liniar cu reacție totală având ca stare de echilibru egalitatea perfectă dintre tensiunile de intrare și de ieșire, lucru ce explică de ce se distruge valoarea logică anterioară. Mai mult, faza de egalizare duce la polarizarea inversoarelor din celulă în regiunea de câștig maxim a lor (tocmai punctul în care tensiunile de intrare și de ieșire sunt la același nivel) rezultând o sensibilitate sporită a porții logice.

Cea de-a doua fază, de evaluare, corespunde situației în care tranzistorul de tact este blocat, ieșirile circuitului fiind libere să comute spre nivelul logic impus de intrări. Prelevarea efectivă a eșantionului de intrare se face tocmai la această tranziție dintre cele două faze - faptul că celula a fost polarizată la sfârșitul egalizării în zona de amplificare maximă face ca blocul să comute repede spre noua valoare sesizată de intrări la trecerea în evaluare. Viteza de comutare va fi însă mărită suplimentar prin reluarea reacției pozitive odată cu închiderea tranzistorului de egalizare, astfel că poarta va avea performanțele maxime de frecvență de operare [52].

Se constată că există o graniță bine definită între cele două situații - momentul în care efectul reacției negative devine egal cu cel al reacției pozitive, denumită în modelul teoretic condiție de egalizare statică. Dacă această graniță nu este atinsă în timpul fazei de egalizare, funcționarea porții SDL va fi nesatisfăcătoare deoarece tranzistoarele de intrare, pe lângă necesitatea

stabilirii noului nivel logic, trebuie să contracareze efectul valorii stocate anterior. **Trebuie spus însă că îndeplinirea condiției statice nu garantează funcționarea la orice frecvență. Comutarea între cele două faze de operare se face cu viteză finită și dacă perioada de tact nu oferă timp suficient pentru ca reacția negativă să ajungă dominantă, atunci, din nou, funcționarea porții este compromisă. Lucrarea de față va denumi condiție de egalizare dinamică situația în care tranzistorul de egalizare a reușit să schimbe semnul reacției în intervalul de timp disponibil.**

Comparând figura 2.11 cu cele pentru celula de compensare a pierderilor din figura 2.5, în special cele de la punctele a) sau b) se constată o mare asemănare între blocuri. **Nu numai atât, se constată similitudini și în funcționare – atâta vreme cât bucla de reacție pozitivă este dominantă, poarta logică simulează o conductanță negativă între nodurile de ieșire, putându-se spune că nivelul logic este refăcut datorită valorii negative a impedanței de sarcină. Când reacția negativă este cea care impune caracterul global, semnul conductanței modelate se schimbă.** Revenind la relația (2.115), condiția este echivalentă cu un câștig în curent G_{m_SF} mai mare pentru etajul repetor decât pentru etajul inversor G_m . **Corolarul acestor afirmații este că modelul teoretic pentru poarta SDL rămâne valabil indiferent de modul cum este făcut efectiv circuitul de egalizare, respectiv cel de amplificare. Condițiile teoretice deduse se vor particulariza în funcție de topologia circuitului studiat, astfel amplificatoare, comparatoare, porți logice cu faze de pre-încărcare / descărcare, cu faze de reset, cu sau fără tranzistor sursă comună de curent (comandată sau nu de către semnalul de tact) vor putea fi toate studiate pe baza acestui model.**

Pentru operarea corectă a unui sistem folosind porți SDL este esențială acționarea porților consecutive folosind faze alternative ale semnalului de tact. Câtă vreme un nivel de porți se va găsi în faza de egalizare, deci cu ieșirile la o valoare logică nedefinită, intermediară, nivelul următor trebuie să se fie în faza de evaluare. La comutarea semnalului de tact situația se modifică, prima poartă trecând în evaluare – refăcând un nivel ferm de ieșire – în timp ce a doua poartă trece în faza de egalizare la sfârșitul căreia se va face și eșantionarea valorii logice impuse de prima poartă. Dacă nu se face această decuplare a stărilor circuitelor sincrone sistemul nu ar fi capabil să satisfacă ecuațiile de proiectare. Dacă două porți consecutive sunt concomitent în aceeași fază, valoarea logică ce se prelevează la tranziție dintre egalizare și evaluare va fi nedefinită, fiind impusă de un nivel logic intermediar.

Analiza de circuit pleacă de la modelul echivalent de semnal mic construit pentru poarta logică pe durata fazei de egalizare, prezentat în figura 2.12. Ținând cont că tranzițiile între diversele stări se fac cu viteză finită, acest model va fi valabil și pe o bună parte durata comutării ieșirilor spre și dinspre faza de egalizare. În figura 2.12, G_m reprezintă transconductanța etajelor inversoare din celula SDL. Impedanțele de sarcină Z_L pe care lucrează etajele inversoare sunt date de rezistențele de scurgeri către liniile de alimentare prin joncțiunile de drenă sau sursă, de rezistențele de ieșire ale tranzistoarelor din circuit (produse de modularea lungimii canalului pentru regimul de lucru saturat) și de încărcarea capacitivă proprie și de sarcină a porții. Câștigul la joasă frecvență, dat de transconductanță și de partea rezistivă a sarcinii se poate considera foarte mare, fiind posibile unele aproximări în model. R_{EQ} este rezistența echivalentă a circuitului de egalizare – se repetă aici, elementul de egalizare nu este obligatoriu să fie un tranzistor lucrând în

regiunea liniară. Sursele de curent I_0 modelează efectul valorii logice stocate anterior în celula de memorare.

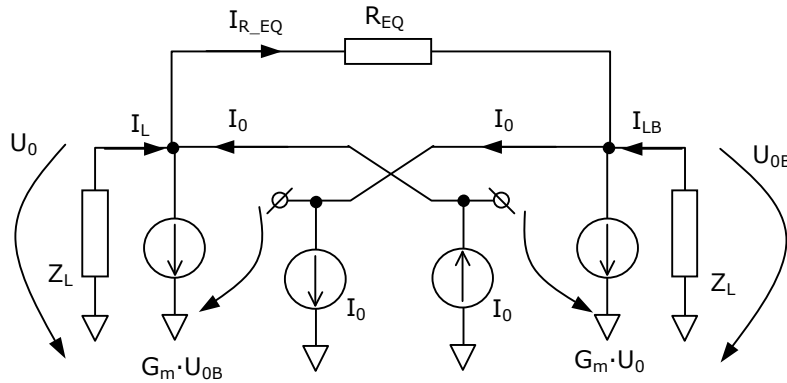


Fig. 2.12 Model de semnal mic pentru faza de egalizare a porții SDL

Pe baza acestui model se pot scrie următoarele ecuații:

$$G_m \cdot U_0 = I_{LB} - I_0 + I_{R_EQ} \quad (2.118)$$

$$U_{0B} = -I_{LB} \cdot Z_L \quad (2.119)$$

$$I_{R_EQ} = \frac{U_0 - U_{0B}}{R_{EQ}} \quad (2.120)$$

$$G_m \cdot U_{0B} = I_L + I_0 - I_{R_EQ} \quad (2.121)$$

$$U_0 = -I_L \cdot Z_L \quad (2.122)$$

Considerând impedanța de sarcină Z_L formată dintr-o combinație paralelă C_L și R_L , rezolvând ecuațiile pentru determinarea tensiunii diferențiale dintre ieșiri se obține transformata Laplace [52]:

$$U_D = 2 \cdot I_0 \cdot \frac{1}{\frac{2 - G_m \cdot R_{EQ}}{R_{EQ} \cdot C_L} + s} \quad (2.123)$$

Curentul I_0 trebuie să furnizeze suficientă sarcină astfel încât tensiunea diferențială inițială la ieșire să fie egală cu cea dată de valoarea logică stocată anterior V_p . Deoarece la începutul tranziției poarta logică are deja tensiunea diferențială anterioară, se presupune că urmează o funcție treaptă $\sigma(t)$. Cu aceasta, curentul de intrare i_0 exprimat în funcție de timp trebuie să corespundă unui puls Dirac $\delta(t)$, fiind apoi posibilă determinarea directă a transformatei Laplace pentru el:

$$i_0 = \frac{d}{dt} (V_p \cdot \sigma(t)) \cdot \frac{C_L}{2} = V_p \cdot \frac{C_L}{2} \cdot \delta(t) \quad (2.124)$$

$$I_0 = V_p \cdot \frac{C_L}{2} \quad (2.125)$$

Soluția temporală finală pentru tensiunea diferențială de ieșire este dată de:

$$U_D = V_P \cdot e^{-t \cdot \frac{2 - G_m \cdot R_{EQ}}{R_{EQ} \cdot C_L}} \quad (2.126)$$

Analizând termenul exponențial din relația (2.126) se poate pune în evidență următoarea condiție statică de egalizare:

$$G_m \cdot R_{EQ} < 2 \quad (2.127)$$

Într-adevăr, dacă produsul dintre G_m și R_{EQ} este exact 2, tensiunea diferențială din (2.126) devine nedefinită. Dacă produsul este mai mare decât 2, tensiunea diferențială de ieșire va continua să crească la infinit. Dacă, în schimb, condiția statică de egalizare scrisă ca în relația (2.127) este îndeplinită, tensiunea de ieșire va avea o scădere exponențială către zero. Totuși, așa cum a fost amintit, satisfacerea ei nu implică funcționarea corectă indiferent de frecvența de operare. Pentru aceasta, trebuie considerat și timpul în care tensiunea diferențială de ieșire a porții logice atinge un nivel minim – cu cât acesta este mai mic, cu atât sensibilitatea porții va fi mai mare deoarece efortul tranzistoarelor de intrare de a impune noua valoare logică va fi mai mic. Din acest motiv, atingerea pragului impus pentru tensiunea de ieșire în timpul fazei considerate va reprezenta condiția de egalizare dinamică.

Până în acest punct, modelul teoretic nu a făcut nici o presupunere cu privire la durata tranziției spre faza de egalizare. **În practică, ținând cont de faptul că poarta are alocată doar jumătate din perioada semnalului de clock, pentru a atinge tensiunea diferențială minimă impusă U_{D_EQ} este esențială separarea efectului constantei de timp a exponențialei din relația (2.126) de efectul tranziției (lente) a semnalului de tact care impune viteza de comutare din evaluare spre egalizare. Această diferențiere se poate face aproximativ considerând compunerea celor două efecte după o relație asemănătoare cu cea pentru evaluarea timpilor de comutare reali pe baza timpilor măsurați cu osciloscopul.** Presupunând o aproximație trapezoidală pentru semnalul de clock, având fronturile aproximativ un sfert din perioada semnalului $T_{CK} / 4$ și notând cu t_{M_EQ} timpul în care se atinge valoarea minimă a tensiunii diferențiale de ieșire, se poate scrie pentru lungimea fazei de egalizare $T_{CK} / 2$:

$$\frac{T_{CK}}{2} \approx \sqrt{\left(\frac{T_{CK}}{4}\right)^2 + t_{M_EQ}^2} \quad (2.128)$$

Din aceasta rezultă un buget de timp pentru căderea semnalului de ieșire:

$$t_{M_EQ} = T_{CK} \cdot \frac{\sqrt{3}}{4} \quad (2.129)$$

Revenind la soluția pentru tensiunea de ieșire pe durata fazei de egalizare (2.126) se va putea construi condiția de egalizare dinamică având cunoscute durata procesului (2.129), respectiv tensiunea finală U_{D_EQ} :

$$T_{CK} \cdot \frac{\sqrt{3}}{4} \cdot \frac{1}{\ln\left(\frac{V_P}{U_{D_EQ}}\right)} = \frac{R_{EQ} \cdot C_L}{2 - G_m \cdot R_{EQ}} \quad (2.130)$$

Dacă se reușește îndeplinirea în practică a condiției anterioare, poarta logică rezultată va avea performanțele de viteză și de comutare dorite, impuse în caietul de sarcini. Ecuația (2.130) stabilește o legătură între câștigul etajelor inversoare G_m și rezistența echivalentă a circuitului de egalizare R_{EQ} – fiind implicate două mărimi necunoscute, pentru soluționarea completă a circuitului este necesară scrierea a încă unei relații care să implice cel puțin una dintre variabile. Acest lucru se poate obține prin considerarea următoarei faze de funcționare – cea de evaluare, în care rezistența echivalentă de egalizare devine teoretic infinită. Pentru modelul de semnal mic din figura 2.12 o valoare extrem de mare pentru R_{EQ} echivalează cu scoatere ei completă din circuit.

Repetând calculele anterioare pentru noua situație se poate determina **soluția tensiunii diferențiale de la ieșirea porții logice la sfârșitul fazei de evaluare:**

$$V_P = U_{D_EQ} \cdot e^{t_{M_EV} \cdot \frac{G_m}{C_L}} \quad (2.131)$$

Se remarcă asemănarea mare dintre (2.126) și această relație însă semnificația este exact opusă. Este vorba despre refacerea tensiunii diferențiale de vârf V_P pornind de la tensiunea minimă atinsă la sfârșitul fazei de egalizare U_{D_EQ} în intervalul t_{M_EV} . Separând și aici timpul de tranziție al semnalului de tact de timpul de comutare folosind același procedeu ca pentru faza de egalizare se va obține o relație asemănătoare cu condiția de egalizare dinamică (2.130):

$$T_{CK} \cdot \frac{\sqrt{3}}{4} \cdot \frac{1}{\ln\left(\frac{V_P}{U_{D_EQ}}\right)} = \frac{C_L}{G_m} \quad (2.132)$$

Cele două ecuații (2.130) și (2.132) formează un sistem prin soluționarea căruia se va putea face dimensionarea efectivă a porții logice. Primul pas va fi determinarea dimensiunilor necesare pentru etajele amplificatoare inversoare iar apoi, determinarea dimensiunilor circuitului de egalizare. Așa cum a fost menționat anterior, modelul construit până în acest punct este generic, putând fi aplicat unei mari varietăți de circuite prin particularizarea valorilor G_m , respectiv R_{EQ} . Pentru poarta SDL propusă pentru rețeaua de distribuție salfazică acest lucru se rezumă la dimensionarea inversoarelor conectate încrucișat, respectiv la dimensionarea tranzistorului de egalizare.

Câștigul G_m este format din transconductanțele individuale pentru tranzistoarele din compunerea etajului inversor, însă spre deosebire de cazul uzual în care distribuția între cele două tipuri este egală, pentru poarta SDL câștigul în curent al tranzistorului pMOS trebuie să fie mai mare. Acest lucru derivă din topologia de circuit – la tranziția dintr-o fază în alta, circuitul de intrare va avea niveluri de tensiune intermediare atât pe terminalul de poartă (ieșirea blocului anterior comutând spre faza de egalizare) cât și pe drenă (ieșirea blocului curent

comutând spre evaluare). Mai departe, calculul le va presupune pe toate egale cu V_{EQ} , nivelul mediu existent pe fiecare ieșire a porții pe durata fazei de egalizare. Tensiunile de polarizare pentru tranzistoarele de intrare vor impune puncte statice de funcționare asemănătoare cu cele ale nMOS-urilor din etajele inversoare, deci curenți de drenă asemănători. Deoarece intrările nu sunt cuprinse în bucla de reacție, transconductanțele acestora nu vor participa activ în câștigul total G_m al inversoarelor. În schimb, analizând schema porții logice sincrone din figura 2.11 se constată că tranzistoarele pMOS trebuie să debiteze curentul ambelor tranzistoare nMOS cu care au conexiune directă în drenă deci vor avea un curent de circa două ori mai mare decât acestea. Prin legătura existentă între curent și câștig, transconductanța tranzistoarelor pMOS va fi de două ori mai mare. Așadar, câștigul total poate să fie scris $G_m = g_{mn} + 2 \cdot g_{mp}$, unde g_{mn} și g_{mp} sunt transconductanțele pentru nMOS și respectiv pentru pMOS menționate anterior. Având aceste date, pe baza ecuațiilor de definiție ale câștigurilor rezultă rapoartele dimensionale pentru inversor [52]:

$$\frac{W_n}{L_n} = \frac{4 \cdot C_L}{3 \cdot \sqrt{3} \cdot T_{CK}} \cdot \ln\left(\frac{V_p}{U_{D_EQ}}\right) \cdot \frac{1}{K_n \cdot (V_{EQ} - V_{THn})} \quad (2.133)$$

$$\frac{W_p}{L_p} = \frac{8 \cdot C_L}{3 \cdot \sqrt{3} \cdot T_{CK}} \cdot \ln\left(\frac{V_p}{U_{D_EQ}}\right) \cdot \frac{1}{K_p \cdot (V_{DD} - V_{EQ} - V_{THp})} \quad (2.134)$$

Ca observație, pentru simplificarea notațiilor, în relația (2.134) s-au folosit mărimi în valoare absolută pentru tensiunea de prag, respectiv tensiunile pe terminale. În relațiile anterioare, W_n și W_p reprezintă lățimile tranzistoarelor nMOS, respectiv pMOS iar L_n și L_p sunt lungimile canalelor pentru acestea (considerate, de obicei, la valoarea minimă realizabilă tehnologic din dorința de a minimiza aria activă folosită). Parametrii de proces V_{THn} , V_{THp} sunt tensiunile de prag iar K_n și K_p sunt constantele de proces pentru curentul de drenă.

În mod uzual, V_{EQ} se alege la jumătate din valoarea sursei de alimentare, motivația fiind excursia simetrică efectuată de semnalul de ieșire în momentul stabilirii valorii logice finale. Beneficiul ar fi o mică îmbunătățire a vitezei de comutare a porții – la viteze de variație egale pentru ambele fronturi, ieșirile ating nivelurile logice corecte în același interval de timp [53]. Așa cum se va vedea însă mai departe, relaxând această restricție, domeniul de aplicabilitate al porții va crește. Efectul principal pe care îl are tensiunea de egalizare este asupra tranzistorului de egalizare, mai precis, asupra amplitudinii necesare pentru semnalul de tact astfel încât să aducă tranzistorul de egalizare în condiția dorită – în regiunea de conducție liniară. Pentru că, deși egalizarea are tendința să anuleze diferența dintre ieșiri, va exista o valoare reziduală de tensiune la sfârșitul acestei faze, dată de viteza limitată de comutare, se presupune că tranzistorul de egalizare se va afla în regiunea liniară, însă cu o tensiune drenă-sursă încă destul de mare astfel încât nu poată fi neglijată. Luând reciproca derivatei curentului scris pentru regiunea rezistivă se va putea determina rezistența echivalentă R_{EQ} :

$$R_{EQ} = \frac{1}{K_n \cdot \frac{W_{n_EQ}}{L_{n_EQ}} \cdot \left(V_{CK} - \left(V_{EQ} - \frac{V_{DS}}{2} \right) - V_{TH_EQ} - V_{DS} \right)} \quad (2.135)$$

Deși tranzistorul folosit pentru egalizare este de tip nMOS (de dimensiuni W_{n_EQ} / L_{n_EQ}), tensiunea lui de prag V_{TH_EQ} este considerată ca fiind diferită față de celelalte tranzistoare de același tip ce intră în componența porții. Explicația este prezența efectului de substrat asupra pragului de deschidere, acest tranzistor funcționând cu tensiune nenulă pe terminalul de substrat. Se remarcă existența termenului V_{DS} ce reprezintă diferența dintre tensiunile de drenă, respectiv sursă. Este interesant de observat că tensiunea de pe terminalul sursă este cu $V_{DS} / 2$ mai jos decât nivelul de egalizare V_{EQ} . Termenul V_{CK} reprezintă valoarea de vârf (egală cu tensiunea de mod comun adunată cu amplitudinea) atinsă de semnalul de tact aplicat porții.

Pentru o explicație calitativă aproximativă, presupunând într-o primă fază că pragul tranzistorului, respectiv diferența de tensiunea drenă-sursă sunt constante, unul dintre factorii determinanți pentru rezistența echivalentă a componente este diferența dintre tensiunea maximă a semnalului de tact V_{CK} și tensiunea de sursă, impusă predominant de nivelul de egalizare V_{EQ} . Relația (2.135) arată că prin alegerea convenabilă a nivelului de egalizare, va fi posibilă reducerea semnalului de tact, fără degradarea performanțelor circuitului. Într-adevăr, deviind de la condiția ca V_{EQ} să fie jumătate din valoarea sursei de alimentare se poate menține constantă tensiunea dintre grila și sursa tranzistorului de clock, chiar dacă amplitudinea semnalului de comandă este afectată de anvelopa configurației de undă staționară, specifică distribuției salfazice. Cu aceasta, tensiunea efectivă de comandă a tranzistorului, dată de diferența dintre tensiunea grilă-sursă și tensiunea de prag, rămâne constantă, deci și rezistența echivalentă a lui se va păstra.

Explicația de mai sus este doar una aproximativă, în practică fiind mai mulți parametri de circuit de care trebuie ținut cont, respectiv, există o interdependență între dimensiunile tranzistoarelor. O primă deviere va fi legată de regiunea de funcționare pentru acest tranzistor. La intrarea în faza de egalizare, sursa lui se găsește la un potențial apropiat de nivelul de masă în timp ce drena lui se află la aproximativ tensiunea de alimentare – în fond, diferența de potențial dintre terminalele lui este dată de valoarea logică stocată în celula de memorare. În condițiile de mai sus, cu siguranță, tranzistorul respectiv se va găsi în saturație. Din fericire, timpul cât acest tranzistor este saturat este doar o fracțiune din perioada de egalizare, modificarea tuturor tensiunilor de pe terminale ducând destul de repede componenta spre regiunea liniară. Rezistența echivalentă din relația (2.135) este doar o aproximație și va trebui să considere o tensiune drenă-sursă echivalentă, mai mare decât cea atinsă în final în circuit. Presupunând că semnalul de tact a atins deja o amplitudine mare în momentul în care ieșirea porții logice începe să se modifice, curentul inițial prin tranzistor este dat de relația:

$$I_{D_EQ_F} = \frac{K_n}{2} \cdot \frac{W_{n_EQ}}{L_{n_EQ}} \cdot (V_{CK_F} - V_{THn})^2 \quad (2.136)$$

S-a presupus că se lucrează cu excursia completă pentru semnalul de clock, nivelul maxim atins de acesta fiind V_{CK_F} . Se observă că tensiunea de prag din (2.136) diferă de cea considerată în ecuația (2.135) deoarece la începutul comutării, diferența dintre terminalul de sursă și cel de substrat este neglijabilă. Abia pe măsura modificării nivelului semnalului de ieșire se va modifica și această tensiune, ducând la o creștere a pragului tranzistorului. Ținând cont de condiția necesară ieșirii din saturație, $V_{DS} < V_{GS} - V_{TH}$, efectul va fi o prelungire a timpului

necesar atingerii regiunii liniare prin scăderea diferenței $V_{GS} - V_{TH}$, aceasta impunând o scădere necesară suplimentar pentru diferența de tensiune dintre drenă și sursă. Scăderea amplitudinii semnalului de tact V_{CK} , chiar în condițiile scăderii similare a nivelului de tensiune de egalizare V_{EQ} , va duce automat la scăderea curentului inițial prin tranzistorul de egalizare de la nivelul maxim $I_{D_EQ_F}$ din ecuația (2.136) la valoarea I_{D_EQ} . Raportul între cei doi curenți se va reflecta în final în valoarea echivalentă pentru rezistența de egalizare. O bună aproximație, așa cum a rezultat în [52] este multiplicarea valorii acesteia cu raportul dintre curentul maxim $I_{D_EQ_F}$ și cel impus de amplitudinea redusă I_{D_EQ} .

$$R_{EQ} = R_{EQ0} \cdot \left(\frac{V_{CK_F} - V_{THn}}{V_{CK} - V_{THn}} \right)^2 \cdot \frac{1}{1 - \frac{V_{DS}}{2 \cdot (V_{CK} - V_{EQ} - V_{TH_EQ})}} \quad (2.137)$$

$$R_{EQ0} = \frac{1}{K_n \cdot \frac{W_{n_EQ}}{L_{n_EQ}} \cdot (V_{CK} - V_{EQ} - V_{TH_EQ})} \quad (2.138)$$

Relațiile anterioare au introdus notația R_{EQ0} , reprezentând rezistența ideală de egalizare perfectă, cu tensiune reziduală nulă între ieșiri [52]. Efectul tensiunii V_{DS} duce la creșterea rezistenței echivalente impunând un termen multiplicator pentru numitorul fracției de definiție pentru R_{EQ0} . Având relația dintre rezistența de egalizare și câștigul inversoarelor dată de condiția de egalizare dinamică (2.130) se poate scrie relația de dimensionare pentru tranzistorul de egalizare în funcție de dimensiunile celorlalte componente. Rezultă, în funcție de dimensiunile nMOS [52]:

$$W_{n_EQ} = \left(\frac{V_{CK_F} - V_{THn}}{V_{CK} - V_{THn}} \right)^2 \left(3 \cdot W_n \cdot \frac{L_{n_EQ}}{L_n} \cdot \frac{V_{EQ} - V_{THn}}{V_{CK} - V_{EQ} - V_{TH_EQ}} + \frac{4 \cdot C_L}{\sqrt{3} \cdot T_{CK}} \cdot L_{n_EQ} \cdot \frac{\ln\left(\frac{V_p}{U_{D_EQ}}\right)}{K_n \cdot (V_{CK} - V_{EQ} - V_{TH_EQ})} \right) \quad (2.139)$$

Ecuația (2.139) poate să fie scrisă și în funcție de tranzistorul pMOS fiind utilă în anumite condiții de circuit.

$$W_{n_EQ} = \left(\frac{V_{CK_F} - V_{THn}}{V_{CK} - V_{THn}} \right)^2 \left(\frac{3}{2} \cdot W_p \cdot \frac{K_p}{K_n} \cdot \frac{L_{n_EQ}}{L_p} \cdot \frac{V_{DD} - V_{EQ} - V_{THn}}{V_{CK} - V_{EQ} - V_{TH_EQ}} + \frac{4 \cdot C_L}{\sqrt{3} \cdot T_{CK}} \cdot L_{n_EQ} \cdot \frac{\ln\left(\frac{V_p}{U_{D_EQ}}\right)}{K_n \cdot (V_{CK} - V_{EQ} - V_{TH_EQ})} \right) \quad (2.140)$$

Așa cum a fost definită, mărimea V_p din ecuațiile de dimensionare (2.139) și (2.140) reprezintă tensiunea diferențială de la ieșirea porții, însă în presupunerea inițială că excursia este simetrică în jurul tensiunii de egalizare. Prin reducerea

acesteia din urmă, salturile de tensiune devin nesimetrice, una dintre ieșiri având de efectuat o schimbare de potențial mai mare, deci va atinge nivelul logic stabil într-un timp mai lung. Pentru a considera acest efect, tensiunea de vârf trebuie să fie rescrisă ca dublul saltului maxim, $V_p = 2 \cdot (V_{DD} - V_{EQ})$, chiar dacă s-ar obține o valoare mai mare decât tensiunea de alimentare.

Referința [52] a procedat mai departe la construirea efectivă (în simulare) a unei porți logice sincrone într-o tehnologie de 130nm, alimentată la 1.2V. Viteza de operare impusă a fost de 3.5GHz iar semnalul de clock, centrat pe jumătate din tensiunea de alimentare, a fost considerat având trei amplitudini diferite – 600mV, 450mV și 300mV.

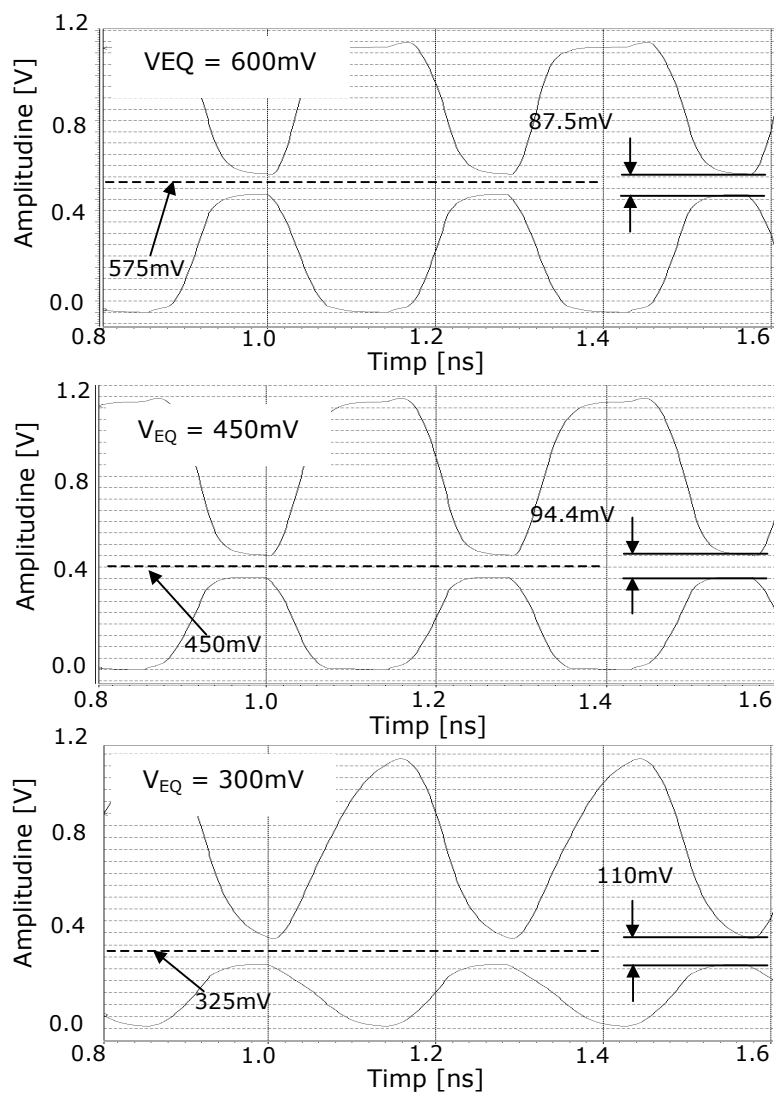


Fig. 2.13 Semnal de ieșire pentru poarte SDL dimensionată pentru diferite amplitudini de clock

În aceste condiții, nivelurile maxime pentru tact sunt 1.2V, 1.05V și respectiv 0.9V. Nivelurile de egalizare impuse au fost de 600mV, 450mV și 300mV. Trebuie spus că deși nivelul de egalizare se modifică, distribuția safazică a semnalului de tact va fi construită tot timpul în jurul unei tensiuni de mod comun fixe, aproximativ jumătate din tensiunea de alimentare pentru tehnologiile CMOS. Exercițiul de proiectare a întâmpinat unele probleme la dimensionarea teoretică a tranzistoarelor nMOS în condițiile lucrului cu amplitudinea minimă pentru semnalul de tact deoarece nivelul de egalizare de 300mV devine mai mic decât valoarea de manual a tensiunii de prag. **Pentru a evita folosirea unor tranzistoare de tip low-VT, în practică se poate recurge la creșterea lungimii canalului în multe dintre tehnologiile de procesare submicronice. Deși pare surprinzătoare sugestia, existența unei dependențe între lungimea canalului și tensiunea de prag duce la scăderea acesteia** [48], [49]. Așa cum a fost arătat în [52], pentru tehnologia selectată efectul poate să fie dramatic – menținând raportul aspect și tensiunile de polarizare pentru nivelul de egalizare de 450mV, dar triplând lungimea canalului pentru tranzistorul nMOS din inversor, câștigul acestuia devine de 2 ori mai mare. În final, modelul teoretic a arătat o corelație suficientă cu simularea în privința dimensiunii tranzistoarelor. Excluzând situația pentru amplitudinea minimă a semnalului de tact unde modelul teoretic nu a putut determina lățimea pentru nMOS-uri, eroarea tipică pentru valoarea teoretică determinată față de valoarea rezultată prin simulare este de circa 30% (5 din 8 cazuri), cu un maxim de aproximativ 55%. Așa cum se observă din figura 2.13, poarta SDL dimensionată este capabilă să opereze corect în toate cele trei situații.

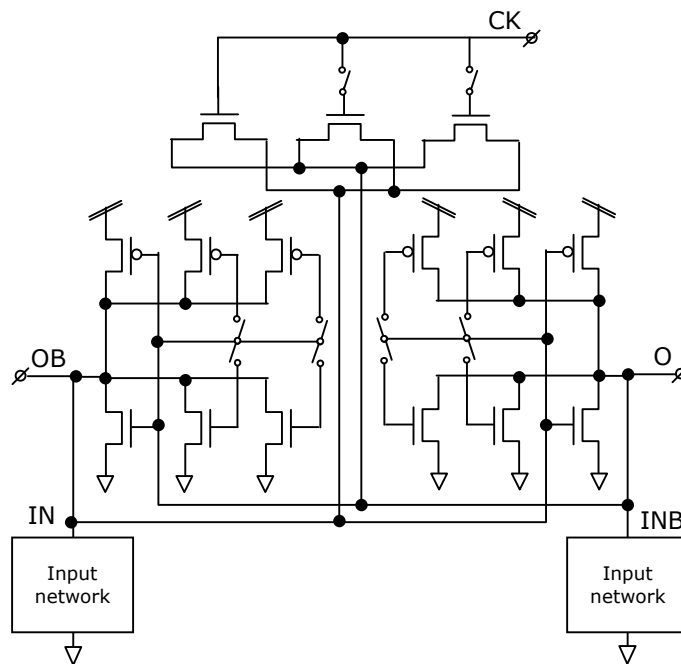


Fig. 2.14 Poartă logică cu nivel de semnal de tact programabil

Pentru maximul de flexibilitate în utilizarea porții logice cu o rețea de distribuție salfazică este de dorit ca circuitul să poată fi programat să accepte diferite niveluri pentru semnalul de tact la intrare. Referința [52] a arătat că acest lucru este perfect posibil pentru schema propusă, construind direct, fără redimensionarea tranzistoarelor o poartă capabilă să opereze cu toate cele trei niveluri. Desigur, a rezultat o ușoară degradare a performanțelor, dar aceasta poate fi compensată în practică dacă cerința este impusă. Figura 2.14 reprezintă topologia finală pentru poarta programabilă.

2.6 Concluzii

În prezentul capitol au fost studiate în detaliu limitările ce derivă din utilizarea unei rețele de distribuție salfazică pentru semnalul de tact în momentul integrării ei pe placheta de siliciu a circuitului integrat. Astfel, a fost identificată necesitatea compensării pierderilor, urmată apoi de prezentarea unei metode posibile pentru acest lucru și, în final au fost propuse circuite electronice necesare operării în bune condiții a unei rețele de distribuție salfazice.

Astfel, pornind de la proprietățile liniilor de transmisie neideale pe care se construiește o configurație de undă staționară, s-a arătat, suplimentar față de referința [44], care este impactul pierderilor rețelei de transmisie, rezultând necesitatea compensării acestora în momentul în care se dorește construirea unei rețele salfazice integrate. În subcapitolul 2.1, impunând valoarea maximă acceptată pentru eroarea de fază, a fost estimată o valoare limită pentru pierderile rezistive tolerate pentru o linie de transmisie utilizată într-o distribuție salfazică. A fost apoi arătat că prin construirea rețelei de tact folosind nivelurile de metalizare de rezistență minimă disponibile în tehnologiile curențe de fabricație a circuitelor integrate poate rezulta o valoare a pierderilor de zeci de ori mai mare decât limita impusă, cu degradarea drastică a performanțelor.

Pe baza acestui rezultat este clară necesitatea compensării pierderilor liniilor de transmisie integrate, subcapitolul 2.2 tratând la nivel teoretic linia cu pierderi (parțial) compensate cu ajutorul unor elemente de conductanță negativă simulată. Sunt studiate constanta de propagare, impedanța caracteristică, condiția de reflexie totală generală, respectiv pentru linia salfazică și, în final, coeficientul de reflexie la sarcină, considerând modularea impedanței acesteia. Această analiză este necesară în momentul în care se dorește determinarea unui algoritm de compensare în condițiile integrării schemei alături de rețeaua de distribuție a semnalului

În privința metodei de compensare a pierderilor este esențial ca aceasta să funcționeze în mod continuu pe o configurație de circuit asemănătoare cu cea a aplicației finale, să fie capabilă să compenseze atât derivatele de proces cât și cele în funcționare (temperatură, tensiune de alimentare), să nu fie afectată de erorile de stabilire a impedanței de sarcină și să folosească circuite de măsură ușor realizabile în siliciu. Subcapitolul 2.3 propune o astfel de schemă originală ce folosește un tronson de linie de transmisie folosită în condiții salfazice, având lungimea electrică de așa manieră încât să prezinte cel puțin două minime ale configurației de undă staționară. **Metoda se folosește de măsurarea amplitudinii semnalului în**

regiunile de minim – așa cum a fost arătat teoretic, în momentul compensării totale a pierderilor liniilor de transmisie, minimele consecutive vor prezenta aceeași amplitudine a semnalului, indiferent dacă impedanța de sarcină este capabilă sau nu să creeze o condiție de reflexie totală. Dificultatea ce apare este legată de probabilitatea mică de a avea un punct de măsură prezent exact pe poziția necesară. **Pentru a putea eșantiona precis nodurile de tensiune ale unei staționare prin utilizarea unui număr limitat de circuite de măsură se introduce modularea impedanței de sarcină, cu efectul modulării poziției minimelor configurației salfazice.**

Spre final, în subcapitolul 2.4 este prezentat un circuit convertor de impedanță negativă ce poate fi utilizat pentru compensarea efectivă a pierderilor. **Este prezentată teoria de operare a schemei precum și o metodă originală prin care se poate face controlul conductanței negative fără a afecta punctul static de funcționare (tensiunile prezente, respectiv curenții statici prin ramuri) pentru blocul de compensare. Metoda presupune utilizarea unui circuit replică a etajului de control – doar asupra acestei copii se va acționa în mod direct în vederea ajustării parametrilor de funcționare, aceștia fiind apoi oglindiți automat, prin modul de construcție efectivă a blocului, spre ramurile etajului de compensare.**

În cele din urmă, în subcapitolul 2.5 este propusă o poartă logică sincronă capabilă să opereze cu semnalul de tact salfazic. Este esențială utilizarea unei porți dedicate ce acceptă la intrare semnal de clock de amplitudine redusă pentru a putea beneficia în întregime de avantajele metodei de distribuție salfazice – în principal de includerea capacității acționate în parametrii intrinseci ai rețelei de distribuție, cu efect covârșitor în puterea electrică totală necesară bunei funcționari a circuitului integrat. **Subcapitolul construiește pentru prima dată un model teoretic general, aplicabil unei întregi familii de circuite logice bazate pe amplificatoare sincrone de linie, indiferent de metoda prin care se implementează efectiv faza de reset a acestora. În final, modelul este particularizat pentru poarta logică sincronă de tip SDL [53] și, în urma analizelor calitative făcute, este propusă și demonstrată o extindere originală a domeniului de lucru pentru poarta logică, făcând-o compatibilă cu metoda de distribuire a semnalului de tact salfazică.**

Capitolul 3

Extensii salfazice bidimensionale originale

3.1 Introducere

Așa cum a fost arătat în bibliografie [44], [12], [14], [45], [46], cerințele minime pentru o distribuție de clock salfazică sunt formarea unei configurații de undă staționară și pierderi minime (ideal nule) la transportul de energie dinspre generator spre consumatori. Acest lucru este posibil și pentru configurații în spații cu mai multe dimensiuni atâta vreme cât regimul de funcționare impune existența unei configurații de undă staționară, deci atâta vreme cât suportul fizic al rețelei de distribuție de tact permite existența (și transportul către generatorul de semnal) a undelor reflectate dinspre sarcina terminală. Deși se va lucra cu o structură tridimensională, prin modul în care se propagă câmpul electromagnetic și prin modul în care se poate abstractiza structura pentru o modelare mai ușoară (ca o singură suprafață activă ce transportă semnal electric definit față de o referință universală ideală), se va accepta ca sistemul să fie asimilat unei structuri bidimensionale. Din acest motiv, pe parcursul acestui capitol, deși se va face referire tot timpul la un sistem fizic tridimensional, întreaga nomenclatură construită și folosită va fi corespunzătoare unei structuri bidimensionale.

Înainte însă de a trece la studiul efectiv al unor configurații originale posibile, este utilă prezentarea modului de determinare a parametrilor folosiți pentru modelare asemănătoare cu cea din [43], considerând un model cu elemente concentrate de tip LC, respectiv RLCG pentru situația în care există pierderi. Cele două configurații ce se vor studia corespund tratării într-un sistem de coordonate cartezian, respectiv într-un sistem de coordonate polare. În ambele situații, plecând de la relații cunoscute din fizică, modelarea pornește de la o structură formată din două plane paralele infinite, aflate la distanța d unul față de celalalt între care se va stabili un câmp electromagnetic. Spațiul dintre cele două suprafețe conductoare este ocupat de un mediu dielectric ideal având o constantă dielectrică relativă ϵ_r , considerată ca mărime pur reală (echivalent cu o tangentă a unghiului de pierderi nulă). Ca notă, deși materialul este considerat dielectric ideal, nu este însă considerat și izolator perfect, admitând pentru el o rezistivitate finită, dar de valoare foarte mare.

Acestei structuri i se atașează un sistem de coordonate, în primă fază tridimensional. Pentru simplitate, se va considera că planul pentru $z = 0$ se confundă cu planul conductor superior. Totodată, vom considera ca doar planul superior este dintr-un material conductor real – cel inferior se presupune că este

dintr-un metal nemagnetic perfect (deci pierderi rezistive nule și permeabilitate magnetică relativă egală cu 1).

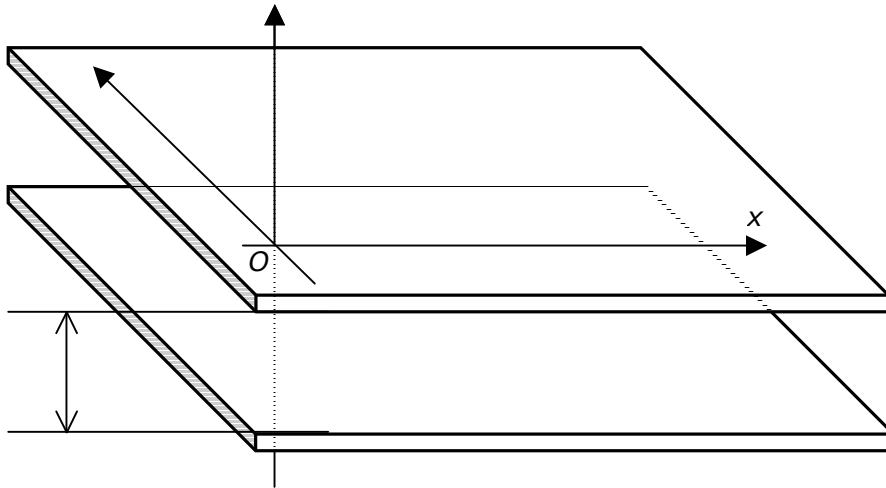


Fig. 3.1 Model de bază pentru structura salfazică bidimensională

Pornind de la modelul din figura 3.1, determinarea parametrilor RLCG se va face izolând o secțiune (în principiu din ambele suprafețe conductoare) având o formă specifică sistemului de coordonate folosit în modelare. Astfel, pentru lucrul în coordonate carteziane se va extrage o secțiune pătrată în timp ce pentru un sistem de coordonate polare, secțiunea izolată va acoperi un sector de cerc. Abordarea aceasta a fost folosită și în [12].

3.1.1 Modelarea în coordonate carteziane

I. Modelarea rezistenței bidimensionale

Pentru că am considerat că doar suprafața superioară reprezintă un metal real, modelarea rezistenței este utilă doar pentru acesta. Trecerea de la cazul real în care ambele plane sunt realizate din materiale conductoare neideale la acest model se face prin intermediul unei rezistivități echivalente σ pentru metalul real, egală cu suma rezistivităților inițiale (pentru a nu apărea confuzii în condițiile lucrului în coordonate polare, pentru rezistivitate se va folosi σ în locul simbolului mai uzual ρ). Acest lucru este posibil doar dacă prin secțiunea din planul conductor inferior circulă un curent de același modul și de sens opus față de cel din secțiunea superioară considerată – așa cum se va vedea pe parcursul acestui capitol, această ipoteză va fi verificată în situația reală.

Așadar, modelarea rezistenței se va face doar pentru o secțiune pătrată extrasă din suprafața superioară, de dimensiunile elementare orizontale dx și dy . Se presupune că secțiunea este suficient de mică astfel încât densitatea de curent este constantă pe întreaga latură considerată ca punct de injecție a curentului în materialul conductor.

Cu mărimile definite în figura 3.2 se poate scrie direct relația cunoscută din fizică pentru rezistența secțiunii considerate:

$$R = \sigma \frac{dx}{g \cdot dy} \quad (3.1)$$

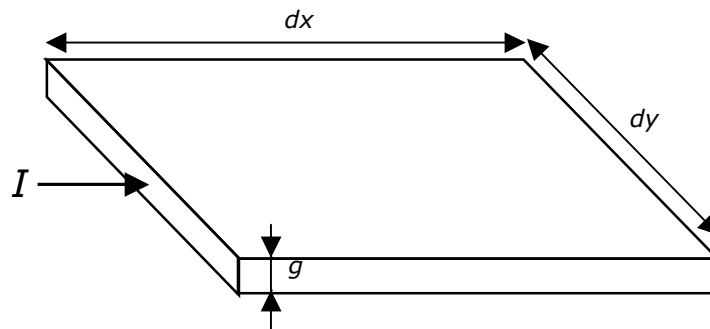


Fig. 3.2 Model pentru determinarea rezistenței elementare ortogonale

Pentru un sistem de coordonate carteziene uzual, factorul de scalare între toate axele este unitar, și raportul dintre dimensiunile elementare dx și dy va fi tot unitar. Cu aceasta, relație anterioară se poate rescrie:

$$R = \frac{\sigma}{g} \quad (3.2)$$

$$R = R_S \quad (3.3)$$

Se observă că pentru secțiunea considerată, atâta vreme cât forma ei este pătrată, rezistența nu depinde de dimensiunile orizontale ale elementului considerat și nici de dimensiunile planului conductor inițial ci numai de rezistivitatea materialului și de grosimea acestuia. Vom nota această valoare specifică cu R_S , reprezentând rezistența per pătrat [47] – acest parametru este un parametru specific pentru nivelurile conductoare disponibile în tehnologiile de fabricație pentru circuitele integrate fiind specificat în manualele tehnologiei.

II. Modelarea conductanței bidimensionale

Pentru determinarea conductanței bidimensionale echivalente pentru modelarea cu parametri de circuit concentrați se va izola o secțiune volumică din materialul dielectric, mărginită de două secțiuni conductoare prelevate din cele două suprafețe ale modelului. Și aici se va considera secțiunea prelevată suficient de mică astfel încât densitatea de curent este din nou constantă pe întreaga suprafață a secțiunii – figura 3.3.

Notând cu σ_D rezistivitatea materialului dielectric se va putea scrie care este rezistența electrică a volumului considerat, aplicând formula cunoscută din fizică în funcție de dimensiunile fizice ale sistemului, urmând ca apoi, pentru determinarea conductanței, să se inverseze relația determinată.

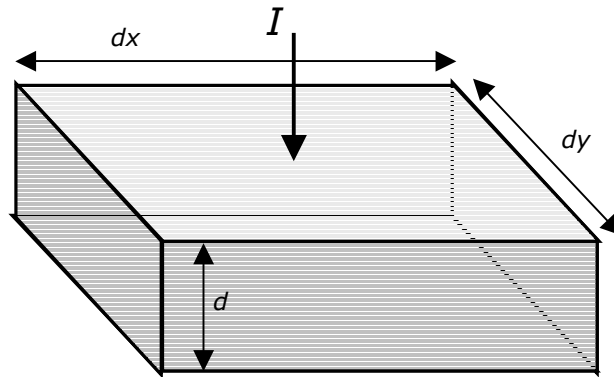


Fig. 3.3 Model pentru determinarea conductanței elementare ortogonale

$$R_D = \sigma_D \frac{d}{dx \cdot dy} \quad (3.4)$$

$$G = \frac{1}{d \cdot \sigma_D} dx \cdot dy \quad (3.5)$$

Analizând relația (3.5) determinată anterior se poate constata că depinde de un termen specific sistemului considerat (dat de către distanța ce separă cele două suprafețe conductoare și de pierderile dielectricului), respectiv de aria secțiunii elementare considerate. Un lucru important, util și pentru determinarea conductanței pentru modelarea în coordonate polare, este acela că forma considerată în planul xOy intervine în valoarea conductanței materialului dielectric doar prin valoarea ariei secțiunii considerate. Notând cu G_S (de la conductanță specifică sau superficială) termenul specific modelului considerat, relația anterioară se poate rescrie [47]:

$$G_S = \frac{1}{d \cdot \sigma_D} \quad (3.6)$$

$$G = G_S \cdot dx \cdot dy \quad (3.7)$$

III. Modelarea capacității bidimensionale

Dintre toți parametrii pentru modelare, capacitatea este cel mai ușor de determinat, inclusiv pentru situația tratării în coordonate polare. Izolând aceeași secțiune din figura 3.3, folosită și la determinarea conductanței materialului dielectric, capacitatea elementului considerat rezultă imediat ca fiind cea a unui condensator plan-paralel, bine cunoscut din fizică:

$$C_S = \frac{\epsilon_r \cdot \epsilon_0}{d} \quad (3.8)$$

$$C = C_S \cdot dx \cdot dy \quad (3.9)$$

Evident, se neglijează efectele de margine, lucru valabil în situația în care câmpul electric dintre cele două plăci este uniform într-o secțiune dată suficient de mică. Așa cum se va arata într-un capitol ulterior, această presupunere este validă [2], [43].

Și aici se poate pune în evidență capacitatea specifică C_S ce depinde doar de grosimea și permitivitatea dielectrică a materialului dintre cele două suprafețe conductoare [47]. Similar cu conductanța secțiunii elementare, se face și aici observația că esențial în determinarea capacității nu este forma celulei elementare, cât aria sa.

IV. Modelarea inductanței bidimensionale

Fie o construcție ca cea din figura 3.4, formată dintr-un număr infinit de bucle rectangulare elementare, alăturate de așa manieră încât pereții verticali sunt confundați între două bucle succesive [47]. Fiecare dintre aceste bucle elementare este parcursă în același sens de un curent, dat în principiu de coordonatele buclei selectate, dar cu observația că în vecinătatea buclei considerate, toți curenții pot fi considerați egali. Ținând cont și de faptul că pereții verticali ai buclelor consecutive sunt confundați, acest lucru se traduce printr-un transfer nul de sarcină între planul superior și cel inferior.

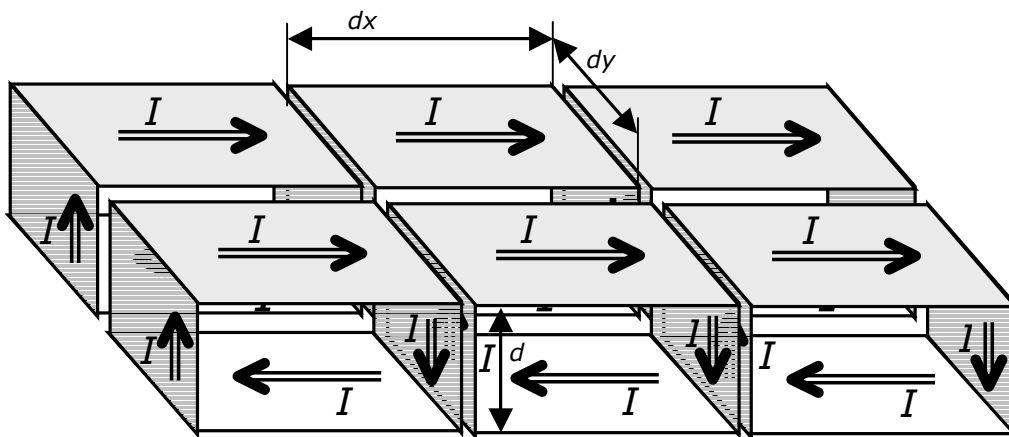


Fig. 3.4 Model pentru determinarea inductanței elementare ortogonale

Din cauza acestui transfer nul, din punct de vedere electric, pereții verticali ai buclelor se pot elimina rezultând că întreaga structură se reduce la două plane conductoare paralele parcurse în fiecare punct în sensuri opuse de către suma curenților elementari din vecinătatea punctului considerat. Se observă că practic această construcție poate constitui o altă reprezentare pentru modelul inițial bidimensional al celor două plane conductoare paralele.

Presupunând și prezența unui câmp magnetic generat între cele două plane horizontale de către curentul ce le parcurge, orientat după axa Oy , se obține în final celula elementară din care se va extrage inductanța elementului de suprafață în coordonate carteziane – figura 3.5.

Pentru că cele două plane conductoare au fost considerate infinite, câmpul magnetic prezent între ele se poate aproxima cu unul uniform, neglijând efectele de margine. De asemenea, pentru că în fond este vorba despre un câmp parte a unui câmp electromagnetic ce se propagă între cele două suprafețe paralele, așa cum se știe din fizică, câmpul magnetic în exteriorul regiunii dintre cele două plane se consideră nul. Din nou, presupunerile acestea cu privire la câmpul magnetic vor fi justificate ulterior.

Izolând celula elementară, legătura dintre curentul electric ce o străbate și câmpul magnetic elementar generat se poate determina pornind de la legea lui Ampère pentru buclă de curent (ca parte a legilor lui Maxwell, însă neglijând variațiile câmpului electric), scrisă în forma integrală. Pentru aceasta se consideră o curbă închisă Γ care înconjoară fața superioară de lățime dy a buclei de circuit elementare ca în figura 3.5.

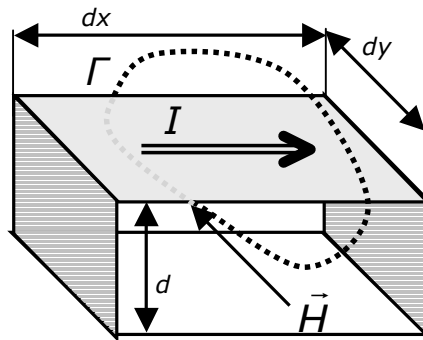


Fig. 3.5 Celula de bază pentru determinarea inductanței elementare ortogonale

Folosind rezultate din fizică pentru electricitate și magnetism, în următorul pas se va determina legătura între structura geometrică elementară și inductanța ei pe baza fluxului magnetic ce străbate aria secțiunii de tip buclă elementară (dată de lungimea dx a ei și de distanța d ce separă cele două plane conductoare) [47]. Pentru urmărirea calcului se poate consulta anexa A2 la secțiunea pentru coordonate carteziane.

$$\oint_{\Gamma} \vec{H} \cdot d\vec{l} = I \quad (3.10)$$

$$\Phi_M = \iint \mu \cdot \vec{H} \cdot d\vec{S} \quad (3.11)$$

$$\Phi_M = L \cdot I \quad (3.12)$$

$$L = \mu \frac{d \cdot dx}{dy} \quad (3.13)$$

Se observă că relația obținută pentru inductanța celulei elementare urmează un tipar similar cu relația pentru rezistența aceleiași celule. Ținând cont din nou că

lucrăm într-un sistem de coordonate carteziane normale, raportul dintre laturile elementare dx și dy este unitar, rezultând și pentru inductanța celei o relație independentă de dimensiunile secțiunii considerate (vorbim, de data aceasta, de o inductanță per pătrat) – ecuația (3.16) [47].

$$L_S = \mu \cdot d \quad (3.14)$$

$$L = L_S \frac{dx}{dy} \quad (3.15)$$

$$L = L_S \quad (3.16)$$

3.1.2 Modelarea în coordonate polare

Deși este vorba despre o structură tridimensională și corect ar fi să se specifice sisteme de coordonate sferice sau cilindrice, prin natura problemei modelate este posibil un abuz de limbaj așa cum a fost declarat la începutul acestui capitol, astfel că se consideră abordarea ca fiind într-un sistem bidimensional de coordonate polare.

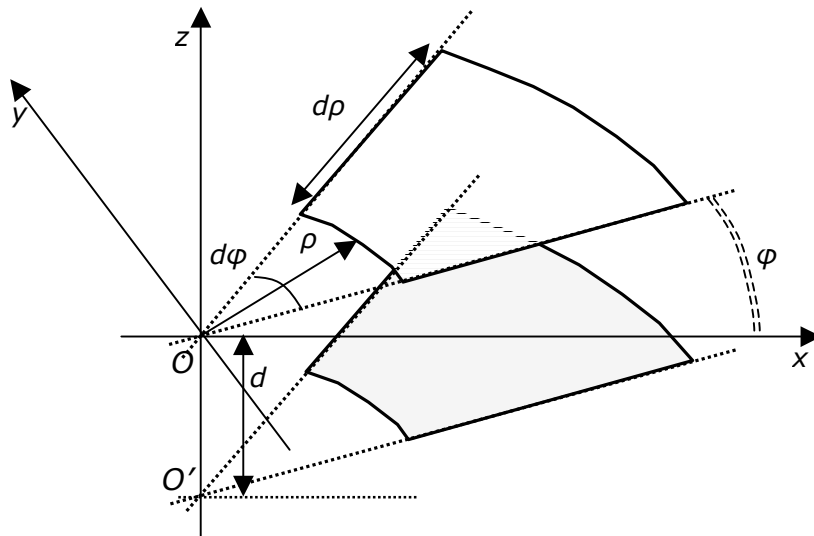


Fig. 3.6 Celula de bază pentru tratarea structurii bidimensionale în coordonate polare

Așadar, în cazul unei abordări în coordonate polare, sistemului format din cele două suprafețe conductoare paralele i se va asocia, în realitate, un sistem de coordonate cilindrice definit de aceeași origine ca pentru sistemul cartezian, axa verticală Oz și coordonatele polare ρ și φ , reprezentând distanța de la punctul considerat și axa Oz , respectiv unghiul în sens trigonometric făcut de către planul definit de punctul considerat și axa Oz , respectiv de către planul determinat de axele

Oz și Ox [55]. Ca notă, o structură similară a fost folosită și în [12] însă calculul nu a fost efectuat pentru elemente infinitezimale.

În acest sistem de coordonate, secțiunile elementare ce se prelevează din cele două suprafețe au formă de sector de coroană circulară având deschiderea arcului dată de $d\varphi$ și diferența dintre cele două raze $d\rho$ – figura 3.6 ilustrează o asemenea secțiune. Critic pentru poziționarea în plan (fie cel superior, fie cel inferior) a sectorului considerat este distanța ρ din punctul curent până la originea sistemului de coordonate polare din planul ce conține secțiunea prelevată. Pentru că modelarea sistemului va prezenta o simetrie circulară, valoarea absolută a unghiului φ ce specifică secțiunea în sistemul de coordonate cilindrice nu are nici o influență, toți parametrii concentrați calculați pentru elementele de circuit fiind independenți față de acest unghi.

I. Modelarea rezistenței

Similar cu cazul coordonatelor carteziene, și pentru o modelare în coordonate polare este suficientă prelevarea unei singure secțiuni din suprafața superioară, cea considerată a fi dintr-un metal real (însă având rezistivitatea egală cu suma celor două rezistivități ale planelor inițiale).

Această secțiune însă nu permite un calcul direct al rezistenței echivalente, fiind necesară încă o descompunere a modelului în elemente (tot infinitezimale) mai mici, abordare uzuală în fizica teoretică. Astfel, așa cum se vede și în figura 3.7, suprafața sectorului de coroană circulară se divide în sectoare având același unghi $d\varphi$ ca secțiunea considerată inițial și o lungime în lungul razei sectorului de dl . Grosimea întregului sector ce se modelează este, din nou, egală cu g .

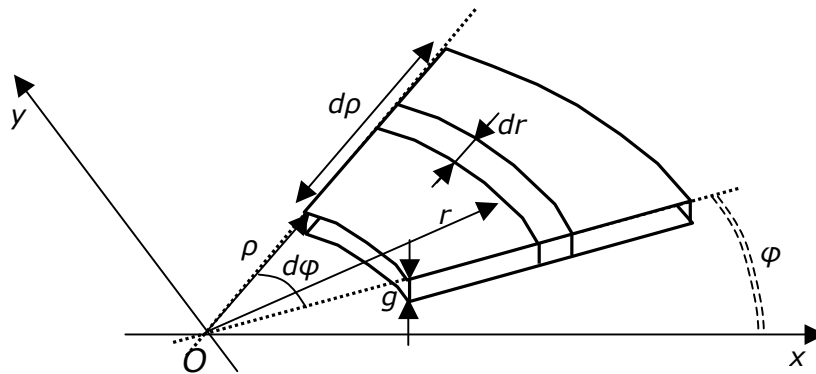


Fig. 3.7 Model pentru determinarea rezistenței elementare polare

Rezistența finală a sectorului inițial se va obține printr-o sumare infinită (integrare) între cele două raze limită ce definesc modelul: ρ și $\rho + d\rho$. Urmărirea integrală a calculelor se poate face în anexa A2.

$$dR = \sigma \frac{dr}{g \cdot d\varphi \cdot r} \quad (3.17)$$

$$R = \int_{\rho}^{\rho+d\rho} dR \quad (3.18)$$

$$R = \frac{\sigma}{g \cdot d\varphi} \ln\left(1 + \frac{d\rho}{\rho}\right) \quad (3.19)$$

Relația (3.19) este valabilă pentru un sector de coroană circulară având dimensiuni fizice relativ mari. Pentru cazul considerat în care secțiunea se poate considera infinitezimală, însă, termenul $d\rho/\rho$ este mult subunitar și atunci se poate face o aproximare pentru logaritmul ce intervine în formulă.

$$R = \frac{\sigma}{g \cdot d\varphi} \cdot \frac{d\rho}{\rho} \quad (3.20)$$

Rearanjând termenii din ecuația anterioară și ținând cont și de relațiile (3.2) și (3.3) în care a fost definită rezistența per pătrat, rezistența secțiunii considerate din planul conductor inițial devine **[55]**:

$$R = \frac{1}{\rho} \cdot \frac{R_S}{d\varphi} \cdot d\rho \quad (3.21)$$

Se observă că, spre deosebire de cazul tratării în coordonate carteziane, rezistența secțiunii elementare pentru tratarea într-un sistem de coordonate polare depinde de dimensiunile fizice elementare considerate prin termenii $d\rho$ și $d\varphi$. Mai mult, se observă că rezistența elementului considerat depinde de distanța față de centrul sistemului de coordonate ρ .

Un aspect interesant este faptul că pentru deschiderea unghiulară a sectorului de coroană circulară considerat nu există practic restricții dimensionale, unghiul putând avea orice valoare, de la foarte aproape de zero până la întregul cerc 2π . Ca un corolar, rezistența determinată nu depinde de coordonata unghiulară φ ci doar de distanța de la centrul sistemului de coordonate.

Un ultim aspect ce trebuie semnalat este faptul că rezistența aceasta nu este definită în originea sistemului de coordonate din cauza dependenței invers proporționale de ρ **[12], [55]**. Acest lucru înseamnă că o aplicare în practică a unui model în coordonate polare este posibilă doar prin excluderea punctului de origine unde ar rezulta o nedeterminare. Modelarea în jurul originii va fi doar aproximativă însă poate fi făcută suficient de precisă astfel încât rezultatele practice să fie în concordanță cu modelul teoretic.

II. Modelarea capacității și a conductanței

Așa cum a fost descris în momentul determinării capacității și a conductanței pentru lucrul într-un sistem de coordonate cartezian, pentru a găsi valoarea parametrilor concentrați capacitate și conductanță este suficientă determinarea ariei secțiunii elementare ce se prelevează din cele două suprafețe conductoare, urmând ca apoi să se aplice o relație de tipul celor determinate în subcapitolul anterior pentru acești parametri.

Aria sectorului de coroană circulară se determină simplu, ca diferență dintre ariile cercurilor ce definesc coroana (de raza ρ , respectiv $\rho + d\rho$), ponderată cu fracțiunea din deschiderea totală a cercului 2π a deschiderii unghiulare $d\varphi$ a sectorului.

$$S = \rho^2 \cdot \left(\left(1 + \frac{d\rho}{\rho} \right)^2 - 1 \right) \cdot \frac{d\varphi}{2} \quad (3.22)$$

Pentru că se lucrează cu o secțiune infinitezimală, din nou, raportul $d\rho/\rho$ este mult subunitar și aria din relația (3.22) se poate aproxima prin ecuația (3.23):

$$S = \rho \cdot d\rho \cdot d\varphi \quad (3.23)$$

Combinând această arie cu relațiile pentru conductanță, respectiv capacitate, se obține pentru acești parametri **[55]**:

$$G = G_S \cdot \rho \cdot d\rho \cdot d\varphi \quad (3.24)$$

$$C = C_S \cdot \rho \cdot d\rho \cdot d\varphi \quad (3.25)$$

Termenii C_S – capacitatea specifică – și G_S – conductanța specifică – ce intervin în ecuațiile (3.24) și (3.25) sunt aceeași termeni definiți mai sus pentru cazul coordonatelor carteziane prin ecuațiile (3.6), respectiv (3.8).

Se observă și aici o dependență de poziția ρ a secțiunii elementare față de centrul sistemului de coordonate, respectiv independența față de coordonata unghiulară φ . De asemenea, nici pentru capacitate, respectiv conductanță, nu există o restricție privind deschiderea unghiulară a sectorului de coroană circulară elementar, unghiul $d\varphi$ putând avea orice valoare între aproape zero și deschiderea completa a cercului. Acest lucru este important pentru că, admitând același tip de dependență precum rezistența sau inductanța (demonstrația va urma în următoarea secțiune) în raport cu deschiderea unghiulară, modelul inițial cu cele două suprafețe conductoare paralele va putea fi tratat echivalent cu un model unidimensional, așa cum este modelul cu parametri concentrați specific unei linii de transmisie.

Deși pentru punctul de origine al sistemului de coordonate cei doi parametri de mai sus nu sunt nedeterminați, modelul nu este totuși valid prin faptul că ei vor avea o valoare nulă, imposibilă în practică.

III. Modelarea inductanței

Și aici, inductanța este parametrul cel mai dificil de modelat pentru situația unei structuri bidimensionale însă, pe baza rezultatelor din fizică, va putea fi determinată valoarea ei pentru celula elementară considerată.

Pentru modelare se va considera din nou o împărțire a celor două suprafețe conductoare în bucle elementare de curent, așa cum s-a procedat și pentru cazul lucrului în coordonate carteziane. Elementul considerat trebuie să fie însă suficient de mic astfel încât, și în cazul unui front de undă cilindric, să putem considera câmpul magnetic ca fiind uniform.

Așa cum se observă în figura 3.8, bucla elementară este discretizată în continuare mult mai fin, de așa natură încât lățimea acestor bucle fine se

poate considera ca fiind uniformă dw pe toată lungimea buclei. Cum lăţimea buclelor fine este constantă, se vor putea aplica formulele determinate anterior pentru inductanţa elementară în coordonate carteziene [55].

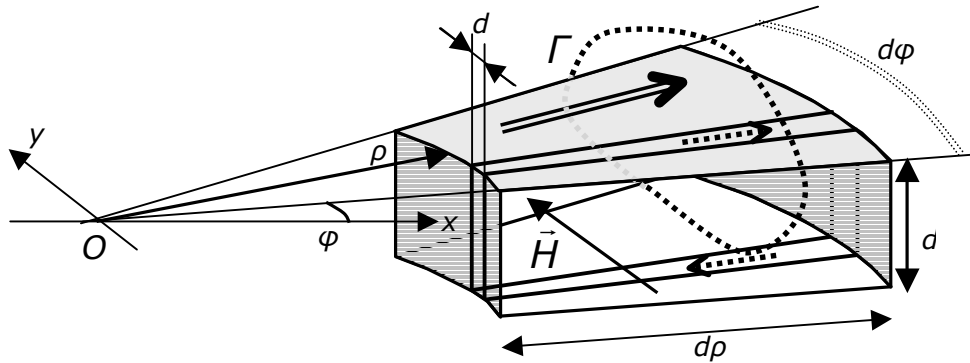


Fig. 3.8 Model pentru determinarea inductanței elementare polare

În acest fel, inductanţa secţiunii extrase din structura iniţială se obţine prin punerea în paralel a celulelor obţinute prin discretizarea fină. Cu acestea, folosind ecuaţia (3.15), se poate scrie:

$$dL = L_S \frac{d\rho}{dw} \quad (3.26)$$

În relaţia pentru inductanţa buclei discretizate fin, termenul L_S reprezintă inductanţa per pătrat (sau superficială) determinată pentru coordonate carteziene.

Pentru că este vorba despre o grupare în paralel, se preferă determinarea inversului inductanţei – în această situaţie, calculul se reduce la o sumare infinită, la limită, o integrare. Limitele de integrare sunt date de către deschiderea unghiulară a sectorului de coroană circulară și de distanţa până la centru prin lungimea arcelor de cerc ce definesc secţiunea considerată. Pentru această, va fi necesară o schimbare de variabilă (3.29) pentru a face trecerea de la mărimea liniară w la una unghiulară (prin schimbarea de variabilă se vor schimba și limitele de integrare, eliminându-se dependenţa de distanţa până la centrul sistemului de coordonate). Calculul complet poate să fie urmărit în anexa A2 la secţiunea pentru inductanţa în coordonate polare.

$$\frac{1}{dL} = \frac{1}{L_S} \frac{dw}{d\rho} \quad (3.27)$$

$$\frac{1}{L} = \frac{1}{L_S} \int_{\varphi, \rho}^{(\varphi+d\varphi) \cdot \rho} \frac{dw}{d\rho} \quad (3.28)$$

$$w = \rho \cdot \Phi \Rightarrow dw = \rho \cdot d\Phi \quad (3.29)$$

$$L = L_S \frac{1}{\rho} \frac{d\rho}{d\Phi} \quad (3.30)$$

Comparând ecuația finală (3.30) pentru inductanță cu cea pentru rezistența suprafețelor tratate în coordonate polare (3.21) se constată același tip de dependențe de deschiderea unghiulară $d\varphi$ și de distanța ρ până la originea sistemului de coordonate, respectiv de lungimea $d\rho$ a secțiunii considerate. Din nou se remarcă o nedeterminare în origine datorită inversului distanței până la centru.

Deși presupunerea inițială a fost că deschiderea unghiulară este suficient de mică astfel încât să fie posibilă aproximarea uniformă pentru câmpul magnetic, conform fizicii teoretice, prin modul de generare și de propagare a undelor electromagnetice între cele două suprafețe conductoare paralele (sub formă de undă cilindrică, cu direcția câmpului magnetic mereu perpendiculară – în orice punct al sistemului – pe direcția de propagare dată de vectorul Poynting), această condiție nu este esențială, putându-se, din nou, lucra cu orice deschidere la centru a sectorului de coroană circulară [55].

3.2 Configurații cvadrilaterale ortogonale salfazice originale

3.2.1 Considerente electromagnetice

Având două suprafețe conductoare paralele infinite separate de un mediu dielectric pe distanța d conform figurii 3.9, **se consideră un generator unidimensional de potențial electric de lungime infinită, confundat în suprafața superioară cu axa Oy a sistemului de coordonate carteziene atașat, respectiv confundat cu imaginea axei Oy în suprafața inferioară a sistemului considerat [47].**

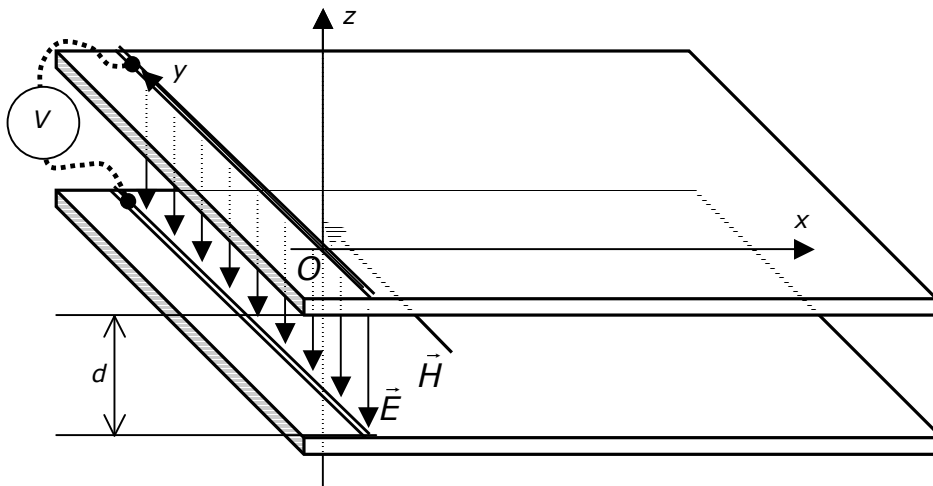


Fig. 3.9 Excitarea cu generator extins a suprafețelor conductoare și stabilirea câmpurilor electric și magnetic

Pentru început, întregul sistem se va considera ideal – cele două suprafețe fiind conductoare de rezistență nulă iar mediul dielectric fiind izolator perfect. De asemenea, cele două borne ale generatorului se consideră echipotențiale, tensiunea electrică dintre ele fiind aceeași în orice punct situat pe axa Oy . Așa cum se va vedea, folosind principiile fizice pentru electricitate și magnetism, se va pune în evidență existența și propagarea câmpului electromagnetic după o configurație transversal electromagnetică TEM.

Între cele două bare ale generatorului se va stabili un câmp electric având direcția perpendiculară pe cele două suprafețe conductoare. Modulul câmpului electric este dat de diferența de potențial dintre cele două bare ale generatorului și distanța ce separă planele conductoare. Pentru că cele două borne ale generatorului sunt de întindere infinită, câmpul electric creat strict între ele va fi uniform, independent de direcțiile orizontale Ox și Oy .

Dacă potențialul generatorului este variabil în timp, câmpul electric creat între cele două terminale va avea aceeași variație provocând apariția unui curent de deplasare. Aplicând legea Ampère-Maxwell pe o buclă arbitrară (infinită) ce înconjoară liniile de câmp electric \vec{E} generat (deci implicit, înconjurând curentul de deplasare), se poate pune în evidență existența unui câmp magnetic \vec{H} având în modul același tip de variație în timp cu câmpul electric. Faptul că s-a considerat un câmp electric uniform între cele două borne ale generatorului, corelat cu conturul infinit pe care se face integrarea pentru determinarea câmpului magnetic, implică și pentru acesta din urmă o configurație uniformă, cu același modul în orice punct situat într-un plan paralel cu cel definit de bornele generatorului. Direcția vectorului \vec{H} va fi perpendiculară pe direcția liniilor de câmp electric, deci, paralelă cu axa Oy . Sensul câmpului magnetic va fi dat de sensul de variație a potențialului electric.

Pentru că integrarea se poate face pe un contur arbitrar, se presupune o curbă rectangulară de laturi infinite după axa Oy , având după axa Ox laturi de o lungime oarecare finită (însă oricât de mică). Aceste laturi se întind în mod simetric de o parte și de cealaltă a planului yOz . Liniile de câmp magnetic determinate pe acest contur vor avea direcțiile suport la o distanță finită pe axa Ox față de originea sistemului cartezian. Variația în timp a acestui câmp magnetic va genera, la rândul ei, o variație a câmpului electric.

Considerând un contur situat într-un plan perpendicular pe planul yOz , se observă că va fi străbătut de către liniile de câmp magnetic generat anterior după o direcție normală – aplicând legea Maxwell-Faraday pe acest contur, fluxul magnetic variabil ce străbate suprafața mărginită de acesta va determina apariția unui câmp electric variabil orientat după perimetrul conturului. În final, pentru că perimetrul a fost ales într-un plan paralel cu planul xOz , variația fluxul magnetic se va traduce într-o variație a câmpului electric, în principal, după axa Oz , la o coordonată oarecare x față de originea sistemului de coordonate.

Raționamentul de mai sus se poate continua la infinit, observându-se că se obține succesiv câmp magnetic și câmp electric la distanțe din ce în ce mai mari de generator, rezultând propagarea după axa Ox a semnalului electromagnetic. Se mai constată că liniile de câmp magnetic rezultă paralele cu bornele infinite ale generatorului de semnal, iar cele ale câmpului electric sunt conținute în plane perpendiculare pe planul ce conține bornele generatorului, sugerând un mod de propagare transversal electromagnetic. Totuși, analiza calitativă anterioară nu constrânge liniile de câmp electric să fie strict perpendiculare pe suprafețele conductoare, lăsând posibilitatea existenței unei componente având direcția paralelă cu cea de propagare a undei electromagnetice.

Se poate însă arăta că nu există nici o componentă a câmpului electric paralelă cu direcția de propagare a unei electromagnetice. Considerând un contur arbitrar Γ ce înconjoară cel puțin unul dintre cele două plane conductoare așa cum se vede în figura 3.10, situat într-un plan ortogonal pe direcția de propagare a câmpului electromagnetic, componenta \vec{E}_{Px} paralelă cu direcția de propagare a câmpului electric va avea o incidență normală pe suprafața delimitată de acest contur. Aplicând din nou legea Ampère-Maxwell pentru acest contur, se poate arăta că variația în timp a câmpului electric va produce un câmp magnetic nenul \vec{H}_E în exteriorul mediului dielectric cuprins între cele două suprafețe paralele conductoare și, implicit, și un câmp electric. Din punct de vedere electrostatic situația e imposibilă dacă cele două suprafețe plan paralele sunt conectate la un generator de tensiune. Din punct de vedere electrodinamic, prezența unui câmp electric exterior celor două suprafețe implică acumulare asimetrică de sarcină între ele, lucru posibil fie dacă densitățile de curent în cele două suprafețe sunt diferite, fie dacă potențialele electrice inițiale la bornele generatorului de câmp electric nu sunt în opoziție de fază (exclus prin alegerea configurației inițiale).

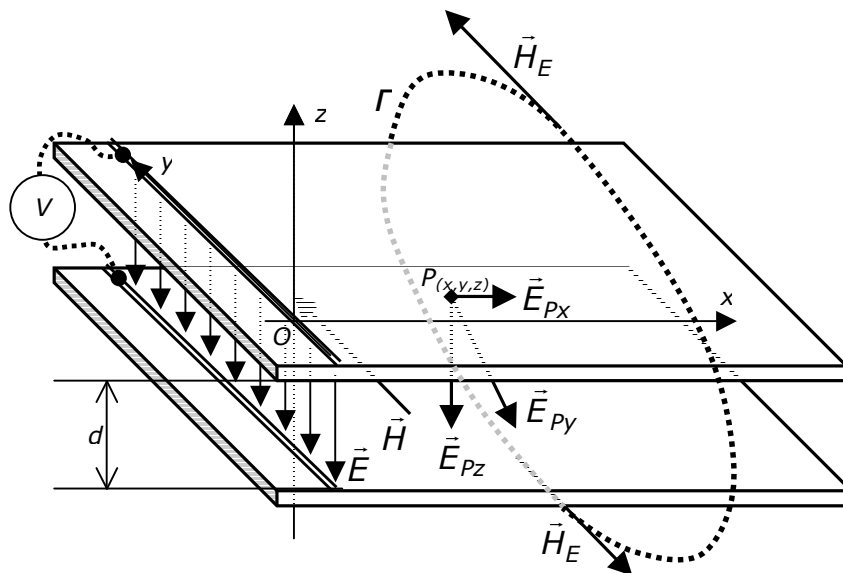


Fig. 3.10 Apariția fenomenului de propagare electromagnetică între suprafețele paralele

Dacă se admit densități de curent diferite în cele două suprafețe conductoare, folosind legea lui Ampère pentru o buclă de curent și integrând pe contururi ce cuprind fie suprafața superioară, fie ce inferioară (așa cum a fost făcut la determinarea inductanței secțiunilor elementare), se va obține o diferență de modul între câmpurile magnetice rezultate, deci un câmp magnetic neuniform. Repetând în sens invers raționamentul folosit pentru deducerea propagării câmpului electromagnetic, rezultă că dacă există o componentă a câmpului electric aliniată cu direcția de propagare a undei chiar și într-un singur punct, în secțiunea

generatorului, câmpul electric între cele două borne trebuie să fie neuniform, ceea ce este imposibil.

Rezultă așadar că în situația considerată, și pentru cazul electrodinamic, câmpul electric exterior mediului dielectric dintre cele două plane conductoare trebuie să fie strict nul, implicând în mod direct și absența câmpului magnetic. Mai mult, rezultă că densitățile de curent din cele două suprafețe conductoare trebuie să fie egale în modul, oricare ar fi coordonatele x și y considerate.

Cu acestea, atât direcția câmpului magnetic cât și direcția câmpului magnetic sunt strict perpendiculare pe direcția de propagare a unei electromagnetice și modul de propagare este transversal electromagnetic – TEM. Rezultatul obținut prin această analiză calitativă este esențial pentru că un mod de propagare TEM permite efectuarea analizei calitative prin modelarea structurii cu elemente de circuit cu parametri concentrați [43].

În plus, pentru că direcția de propagare este, în orice punct considerat, după axa Ox a sistemului de coordonate atașat sistemului, vectorii câmp electric și câmp magnetic definesc un plan, propagarea unei electromagnetice făcându-se sub formă de undă plană. Din nou, se observă că presupunerea făcută la determinarea inductanței echivalente cu privire la uniformitatea câmpului magnetic este corectă. Ca un corolar pentru undă plană, ecuațiile de undă ce vor fi deduse pentru sistem în subcapitolul următor vor trebui să fie echivalente cu cele deduse pentru cazul unidimensional al unei linii de transmisie [43].

3.2.2 Modelul echivalent cu parametri de circuit concentrați

Considerând din nou cele două **suprafețe conductoare paralele acționate de către generatorul de tensiune confundat cu axa Oy** [47], similar cu [12], se va face o a sistemului în celule elementare pătrate, orientate ortogonal relativ la sistemul de axe cartezian, așa cum se vede în figura 3.11.

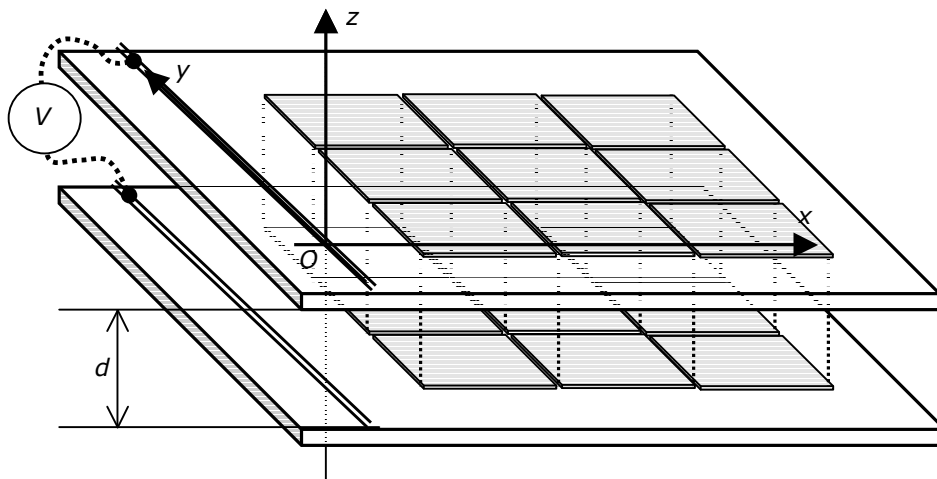


Fig. 3.11 Descompunerea structurii bidimensionale ortogonale în celule elementare

Generatorul fiind aliniat cu axa Oy , propagarea semnalului se va face după axa Ox , în timp ce punctele de pe drepte paralele cu bornele generatorului vor fi echipotențiale. Pentru că modul de propagare pentru unda electromagnetică este transversal electromagnetic, se poate reduce numărul de dimensiuni în care se face modelarea cu parametri concentrați, sistemul putând fiind considerat ca bidimensional. Așa cum se vede în figura 3.12, celula elementară va fi considerată având dimensiunile ∂x , respectiv ∂y , centrată pe punctul de coordonate x, y .

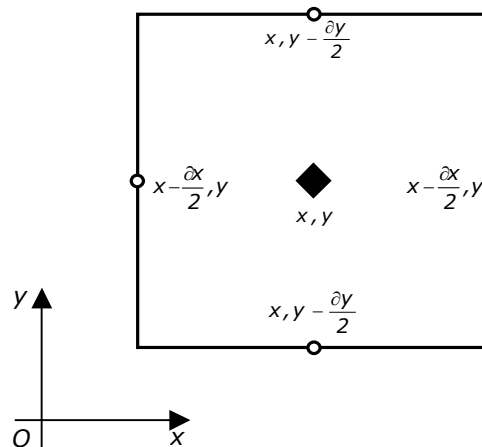


Fig. 3.12 Celula fizică elementară ortogonală

Toate laturile pătratului elementar se vor considera perfect conductoare astfel încât întreaga latură va avea același potențial cu borna punctuală care îi este asociată – se observă și că bornele celulei vor avea coordonate fracționare prin modul de alegere a originii în centrul celulei.

Pentru că celula elementară este sub formă de pătrat, rezistența, respectiv inductanța văzute între două laturi opuse trebuie să coincidă cu rezistența și cu inductanța specifică (per pătrat) a structurii celor două plane conductoare considerate inițial. Pentru aceasta, se va considera câte o combinație RL serie pentru fiecare din axele sistemului formată din câte două rezistențe și câte două inductanțe, fiecare dintre ele având jumătate din valoarea totală a celulei. Cele două ramuri sunt conectate în punctul central al secțiunii elementare. Capacitatea, respectiv conductanța se consideră în întregime concentrate în punctul central al celulei. Structura completa echivalentă a secțiunii elementare este prezentată în figura 3.13.

Prin aranjarea celulelor elementare așa cum este în figura 3.14 se obține o rețea infinită care echivalează, din punct de vedere electric, cele două plane conductoare paralele [47]. Prin modul de alegere a coordonatelor fracționare pentru laturile celulei elementare, rețeaua infinită ce se obține va avea centrele celulelor la multipli întregi de ∂x și ∂y . Se observă și că între oricare două puncte alăturate (pentru care secțiunile elementare au o latură comună), rezistența, respectiv inductanța ce formează conexiunea directă între puncte este egală cu valoarea specifică pentru un pătrat.

Pornind de la figura 3.13 se va construi sistemul de ecuații diferențiale pentru propagarea semnalului aplicat între cele două suprafețe conductoare. Pentru

scrierea sistemului de ecuații sunt posibile, în principiu, două abordări echivalente și anume o tratare direct în domeniul timp al ecuațiilor, rezultând un sistem de ecuații diferențiale dependente atât de coordonatele spațiale cât și de coordonata timp, respectiv o tratare fazorială sau operațională, transformând sistemul prin aplicarea transformatei Laplace bilaterale (pentru determinarea soluției de regim permanent, sistemul poate fi considerat necauzal, admitând așadar existența transformatei Laplace bilaterale). Cele două abordări sunt echivalente din punctul de vedere al soluției ce se obține, dar pentru că tratarea operațională permite un calcul mai simplu, va fi folosită în continuare pentru deducerea ecuațiilor diferențiale. Calculul complet poate fi urmărit în anexa A3.

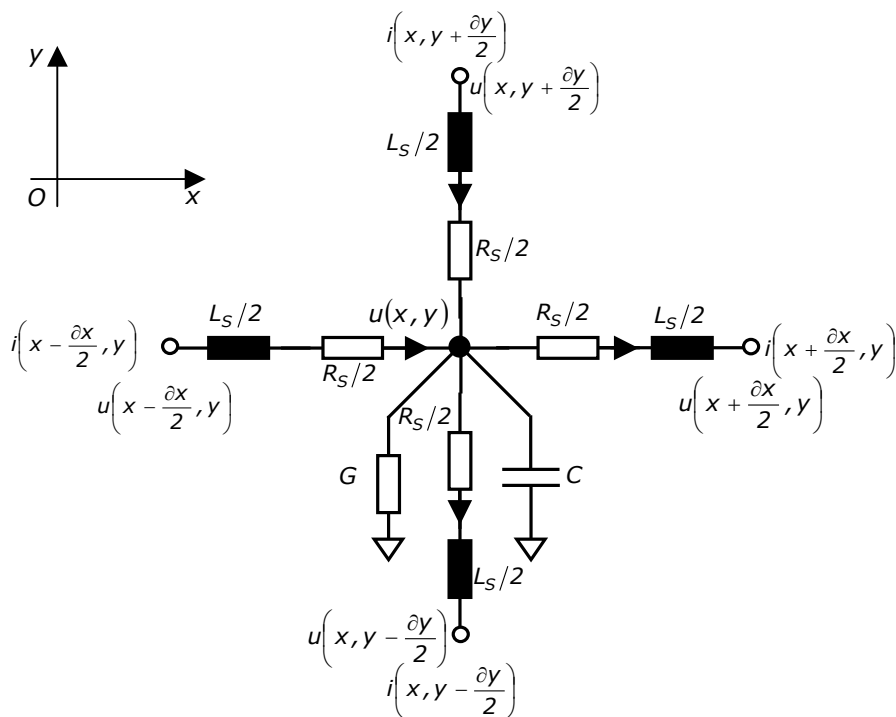


Fig. 3.13 Model cu parametri concentrați RLCG asociat celulei elementare ortogonale

După axa Oy, folosind sensurile marcate în figura 3.13 pentru curenți, se pot scrie următoarele ecuații:

$$i\left(x, y + \frac{\partial y}{2}\right) = \frac{u\left(x, y + \frac{\partial y}{2}\right) - u(x, y)}{\frac{R_S + j\omega \cdot L_S}{2}} \quad (3.31)$$

$$i\left(x, y - \frac{\partial y}{2}\right) = \frac{u(x, y) - u\left(x, y - \frac{\partial y}{2}\right)}{\frac{R_S + j\omega \cdot L_S}{2}} \quad (3.32)$$

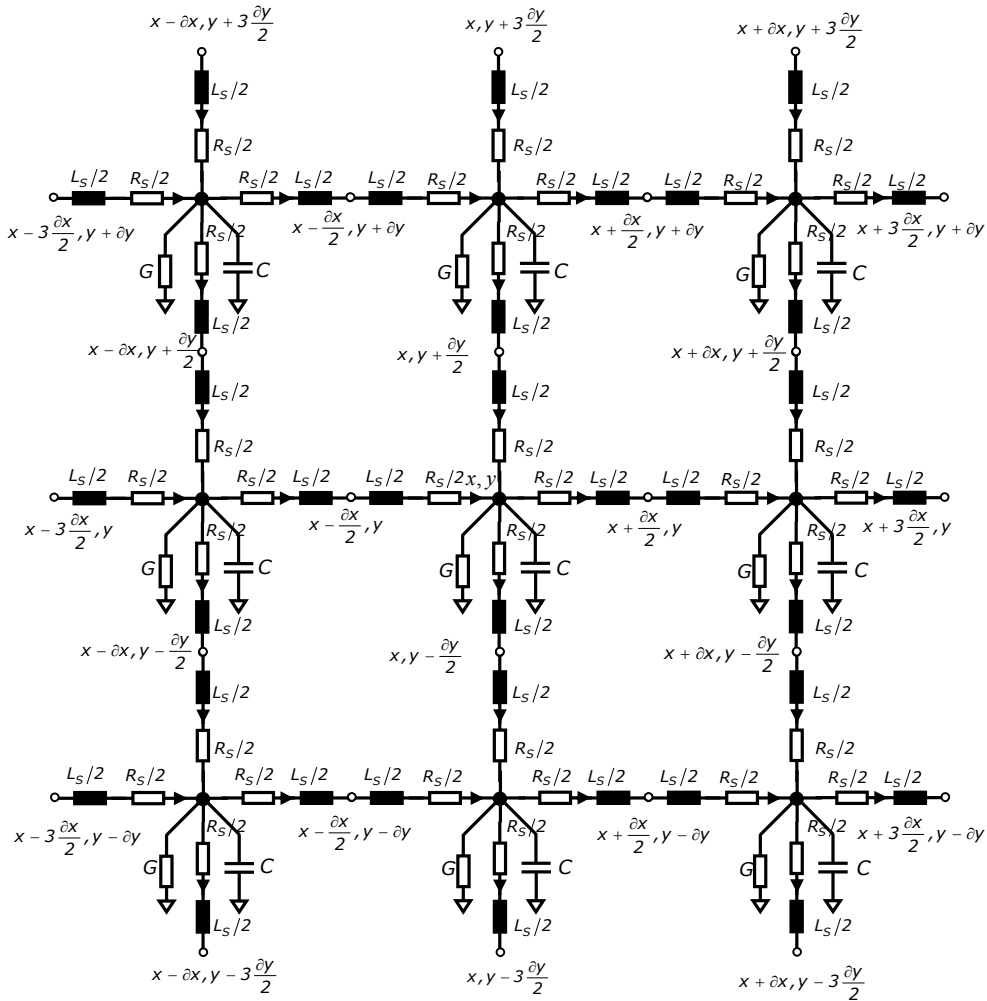


Fig. 3.14 Model complet pentru structura salfalică ortogonală

Se observă că relațiile pentru curenții după axa Oy depind doar de variația tensiunii în lungul axei Oy – însă pentru că unda electromagnetică ce se stabilește este o undă plană având direcția de propagare în lungul axei Ox, direcțiile paralele cu axa Oy vor fi toate echipotențiale. Cu această observație, rezultatele ecuațiilor (3.31) și (3.32) sunt nule, însemnând că nu există nici un curent după axa Oy (în realitate, pentru că în final se reduce la ecuații diferențiale, relațiile pentru curenți nu exclud existența unui curent cel mult constant, necorelat cu propagarea câmpului electromagnetic).

Formând ecuațiile după axa Ox, se poate scrie:

$$i\left(x - \frac{\partial x}{2}, y\right) = \frac{u\left(x - \frac{\partial x}{2}, y\right) - u(x, y)}{\frac{R_S + j\omega \cdot L_S}{2}} \quad (3.33)$$

$$i\left(x + \frac{\partial x}{2}, y\right) = \frac{u(x, y) - u\left(x + \frac{\partial x}{2}, y\right)}{\frac{R_S + j\omega \cdot L_S}{2}} \quad (3.34)$$

$$i\left(x - \frac{\partial x}{2}, y\right) = i\left(x + \frac{\partial x}{2}, y\right) + u(x, y) \cdot (G + j\omega \cdot C) \quad (3.35)$$

Înlocuind în ultima relație pentru curentul după axa Ox relațiile determinate anterior pentru capacitatea, respectiv pentru conductanța secțiunii elementare (3.7) și (3.9), se poate scrie ecuația pentru tensiune :

$$u(x, y) = - \frac{i\left(x + \frac{\partial x}{2}, y\right) - i\left(x - \frac{\partial x}{2}, y\right)}{(G_S + j\omega \cdot C_S) \cdot \partial x \cdot \partial y} \quad (3.36)$$

În relația (3.36) obținută pentru tensiune se va face un artificiu – se va aduna și scădea termenul $i(x, y)$ reprezentând curentul corespunzător secțiunii considerate din structura inițială, urmată de o înmulțire și o împărțire la doi.

$$u(x, y) = -2 \frac{i\left(x + \frac{\partial x}{2}, y\right) - i(x, y) + i(x, y) - i\left(x - \frac{\partial x}{2}, y\right)}{2 \cdot (G_S + j\omega \cdot C_S) \cdot \partial x \cdot \partial y} \quad (3.37)$$

După rearanjarea relației, se recunoaște aplicarea de două ori a definiției în sens Leibniz pentru derivata parțială a curentului în funcție de variabila x. Se obține pentru tensiunea din punctul de coordonate x, y că este dependentă de derivata curentului asociat aceluiași punct [47]:

$$u(x, y) = - \frac{1}{(G_S + j\omega \cdot C_S) \cdot \partial y} \cdot \frac{\partial}{\partial x} i(x, y) \quad (3.38)$$

Se observă că relația (3.38) este foarte asemănătoare cu cea obținută pentru o linie de transmisie [43].

Revenind acum la relațiile (3.33) și (3.34), suma celor doi curenți definiți se poate aproxima ca fiind dublul curentului asociat punctului de coordonate x, y. Adunând și rearanjând, așadar, cele două relații și efectuând calculele, se obține:

$$i(x, y) = - \frac{u\left(x + \frac{\partial x}{2}, y\right) - u(x, y) + u(x, y) - u\left(x - \frac{\partial x}{2}, y\right)}{R_S + j\omega \cdot L_S} \quad (3.39)$$

Ecuția (3.39) este foarte asemănătoare ca structură cu (3.37) însă lipsește dependența de variațiile ∂x și ∂y a coordonatelor carteziene. Totuși, revenind la determinarea parametrilor rezistență și inductanță se vor putea folosi pentru parametrii de circuit valorile intermediare (mai generale) date de relațiile (3.1) combinată cu (3.3), respectiv de (3.15). După prelucrare va rezulta că și curentul asociat punctului de coordonate x, y este dependent de derivata tensiunii corespunzătoare aceluiași punct [47].

$$i(x, y) = -\frac{\partial y}{R_S + j\omega \cdot L_S} \cdot \frac{\partial}{\partial x} u(x, y) \quad (3.40)$$

Din nou, relația obținută pentru curent este asemănătoare cu relația ce se obține în cazul tratării unei simple linii de transmisie [43]. Acest rezultat este, însă, așteptat din moment ce este vorba despre propagarea TEM a unei unde electromagnetice plane [43].

În următoarea etapă se va deriva în raport cu x relația pentru curent, urmat apoi de înlocuirea acestei derivate în relația pentru tensiune. În final, se va obține o ecuație diferențială de ordinul doi cu necunoscută tensiunea ce se formează pe suprafață [47].

$$\frac{\partial^2}{\partial x^2} u(x, y) - (G_S + j\omega \cdot C_S) \cdot (R_S + j\omega \cdot L_S) \cdot u(x, y) = 0 \quad (3.41)$$

$$\gamma = \sqrt{(G_S + j\omega \cdot C_S) \cdot (R_S + j\omega \cdot L_S)} \quad (3.42)$$

$$\frac{\partial^2}{\partial x^2} u(x, y) - \gamma^2 \cdot u(x, y) = 0 \quad (3.43)$$

Ecuția (3.43) reprezintă ecuația unei unde plane de tensiune ce se propagă după direcția Ox a sistemului de coordonate [43]. Așa cum a fost scrisă, coincide cu ecuația ce se obține și pentru cazul unei simple linii de transmisie. **Diferența dintre cele două cazuri constă în modul în care se definește constanta de propagare γ în relația (3.42) – pentru cazul unei linii de transmisie, constanta de propagare depinde de parametrii lineici ai sistemului [43] în timp ce pentru configurația cvadrilaterală ortogonală depinde de parametrii superficiali. Totuși, se poate arată că cele două definiții pentru constanta de propagare sunt echivalente [47].**

De exemplu, parametrul rezistență lineică este definit ca raportul dintre rezistența unui traseu folosit ca linie de transmisie împărțită la lungimea totală a traseului [43]. Dar rezistența traseului se poate exprima în funcție de rezistența per pătrat prin înmulțirea cu raportul dintre lungimea și lățimea lui (acest raport cuantifică numărul de pătrate în care se poate descompune traseul) [2], [48], [49]. Dacă rezistența definită astfel se împarte la lungimea traseului pentru a obține rezistența lineică, rezultatul este egal cu rezistența per pătrat divizată cu lățimea traseului – inspectând relația (3.41) se constată că termenul dependent de rezistența superficială este, de fapt, după o mică rearanjare, dependent exact de rezistența specifică divizată cu lățimea elementară, deci de rezistența lineică.

În mod similar se poate arăta că pentru capacitatea lineică se obține, de fapt, produsul dintre capacitatea superficială și lățimea traseului considerat. Inspectând din nou relația (3.41) se observă că termenul dependent de capacitatea specifică depinde, de fapt, de capacitatea specifică înmulțită cu lățimea elementară

– adică tocmai de capacitatea lineică. Repetând raționamentul și pentru restul parametrilor, în final se arată că prin simplificarea lățimii elementare ∂y , se obține aceeași valoare pentru constanta de propagare, fie că se folosesc parametrii lineici, fie că se folosesc parametrii specifici.

Pentru deducerea ecuației undei de curent se aplică același algoritm asupra relațiilor diferențiale de ordinul I pentru curent și pentru tensiune (3.38), (3.40), doar că se va face o derivare a relației pentru tensiune (3.38) și înlocuire în ecuația pentru curent (3.40). În final se obține o ecuație similară cu (3.43), respectiv cu cea pentru curent ce se obține pentru o linie de transmisie [43], [47].

$$\frac{\partial^2}{\partial x^2} i(x, y) - \gamma^2 \cdot i(x, y) = 0 \quad (3.44)$$

Soluțiile pentru cele două ecuații diferențiale de ordinul II sunt identice cu cele pentru o linie de transmisie și descriu propagarea unei unde plane [43], [47]:

$$u(x, y) = U_0^D \cdot e^{-\gamma \cdot x} + U_0^R \cdot e^{\gamma \cdot x} \quad (3.45)$$

$$i(x, y) = I_0^D \cdot e^{-\gamma \cdot x} + I_0^R \cdot e^{\gamma \cdot x} \quad (3.46)$$

Așa cum era de așteptat, se obține pentru tensiune o combinație liniară a două unde ce se vor propaga, una dinspre generator spre sarcină, numită undă directă, dată de termenul $U_0^D \cdot e^{-\gamma \cdot x}$ respectiv o altă undă, reflectată, ce se propaga în sens invers, dată de termenul $U_0^R \cdot e^{\gamma \cdot x}$ [43]. Pentru curent situația este asemănătoare, unda directă de curent fiind dată de $I_0^D \cdot e^{-\gamma \cdot x}$ iar cea inversă de $I_0^R \cdot e^{\gamma \cdot x}$. De notat că oricare dintre cele două unde verifică în mod independent ecuațiile diferențiale pentru tensiune, respectiv pentru curent.

În plus, unda reflectată trebuie să fie și ea o undă plană. În principiu, acest lucru este echivalent cu o sarcină filiformă, paralelă cu secțiunea generatorului, astfel încât unda directă va suferi o reflexie identică în fiecare punct din secțiunea sarcinii. Aceasta configurație pentru sarcină nu este singura posibilă, din punct de vedere practic, orice situație care asigură o condiție de gol în toate punctele din secțiunea generatorului fiind posibilă [47].

Pentru a putea forma o undă staționară pe această suprafață cu un ventru de tensiune în secțiunea generatorului necesară unei comportări salfazice ideale din punct de vedere al eficienței distribuției semnalului de tact (condiție echivalentă cu o condiție de gol pentru generator) este necesară ajustarea impedanței de sarcină astfel încât defazajul și amplitudinea undei reflectate de tensiune să conducă la obținerea condiției normale de funcționare, indiferent de dimensiunile fizice ale sistemului. Pentru aceasta este necesară, în primul rând, determinarea impedanței caracteristice a suprafeței pentru unda electromagnetică ce se propagă după direcția Ox.

În orice punct al suprafeței de transmisie, raportul dintre tensiunea directă din acel punct și curentul direct ce străbate suprafața considerată activă (cea superioară în cazul de față pentru că ea a fost considerată ca purtătoare a întregii rezistențe electrice, suprafața inferioară putând fi considerată ca o referință) este egal cu impedanța caracteristică a suprafeței [43]. Dacă se consideră undele reflectate de tensiune și de curent, raportul dintre ele este egal cu negativul

impedanței caracteristice din cauza modului de alegere a sensurilor convenționale pentru curent și tensiune.

Pentru că soluțiile pentru curent și tensiune obținute au aceeași dependență de variabilele spațiale, impedanța caracteristică ce se obține va fi invariabilă în spațiu. Demonstrația completă poate să fie urmărită în anexa A3. Plecând de la această definiție, se va deriva în raport cu variabila spațială x relația de definiție a impedanței și rezultatul celor două derivări va fi introdus în relația pentru tensiunea pe suprafață în funcție de derivata curentului **(3.38)**:

$$u_D(x, y) = Z_C \cdot i_D(x, y) \quad (3.47)$$

$$u_D(x, y) = -\frac{1}{Z_C} \cdot \frac{1}{(G_S + j\omega \cdot C_S) \cdot \partial y} \cdot \frac{\partial}{\partial x} u_D(x, y) \quad (3.48)$$

Prelucrând mai departe relațiile pentru impedanța caracteristică, este necesară obținerea derivatei tensiunii de suprafață în funcție de coordonata x și înlocuirea acesteia în relația **(3.48)**:

$$Z_C = \frac{1}{\partial y} \cdot \frac{y}{G_S + j\omega \cdot C_S} \quad (3.49)$$

Înainte de face și înlocuirea constantei de propagare y în relația (3.49) și obținerea soluției pentru impedanța caracteristică a suprafeței cvadrilaterale trebuie făcută observația că termenul ∂y a fost ales în mod arbitrar. Pentru o situație practică, el este limitat de lungimea L_G a laturii excitate de către generatorul de semnal. În final se obține relația (3.50), asemănătoare cu relația pentru impedanța caracteristică a unei linii de transmisie [43] însă cu o deosebire notabilă – și anume dependența de lățimea suprafeței de transmisie [47].

$$Z_C = \frac{1}{L_G} \cdot \sqrt{\frac{R_S + j\omega \cdot L_S}{G_S + j\omega \cdot C_S}} \quad (3.50)$$

Unitatea de măsură, deși la prima vedere nu este evidentă, este cea corectă pentru o impedanță – Ω . Unitatea de măsură pentru lungimea laturii este absorbită de către unitatea de măsură a termenului dependent de conductanța și capacitatea superficială.

Dependența de lățimea suprafeței este, în fond, firească, cu cât suprafața fiind mai lată cu atât fiind de așteptat ca impedanța caracteristică să aibă o valoare mai mică. O situație analoagă ar fi descompunerea suprafeței de transmisie într-o grupare paralelă de linii de transmisie de aceeași lățime – impedanța caracteristică a suprafeței se poate asimila cu gruparea paralelă a impedanțelor caracteristice ale liniilor de transmisie. Cu cât suprafața este mai lată pe direcție ortogonală cu cea de propagare a undei electromagnetice, cu atât sunt mai multe linii de transmisie și impedanța totală echivalentă la gruparea în paralel va fi mai mică.

Având determinate constanta de propagare și impedanța caracteristică a suprafeței, respectiv soluțiile (până la limita a câte două constante ce depind de condițiile inițiale) pentru undele de tensiune și undele de curent, este posibilă utilizarea suprafeței de transmisie sub forma cvadrilaterală ortogonală pentru distribuirea semnalului de clock la nivel de circuit integrat luând măsurile necesare

pentru asigurarea unei configurații de undă staționară salfazică (cu compensarea pierderilor în conducție), urmând același algoritm ca pentru o simplă linie de transmisie.

3.2.3 Configurații cvadrilaterale ortogonale practice

Pornind de la soluția teoretică obținută în subcapitolul anterior se pot construi câteva configurații practice pentru distribuirea unui semnal de clock la nivelul circuitelor integrate (pentru simplificarea reprezentărilor soluțiilor practice, în acest subcapitol, figurile vor fi desenate prin proiecție ortogonală pentru sistem, cu vedere de sus) [47]. Evident, pentru cazul practic suprafața pe care se face distribuția semnalului nu va putea fi infinită, ea fiind limitată la cel mult suprafața circuitului integrat. Din această limitare fizică va rezulta o primă abatere de la modelul teoretic – unda electromagnetică propagându-se după un mod cvasi-TEM pentru că liniile de câmp magnetic sau electric nu vor mai fi complet conținute în mediul dielectric ce separă cele două plane paralele ce compun structura fizică [43]. Diferența va fi vizibilă mai ales spre marginile suprafeței de distribuție unde efectele de margine vor fi mai importante. Se pot lua însă unele măsuri de uniformizare artificială a parametrilor suprafeței astfel încât tratarea în mod TEM a sistemului să fie suficient de precisă. Abaterile generate de operarea cvasi-TEM poate fi și tolerată dacă validarea sistemului se face cu un field solver 3D.

În continuare, condițiile minime pe care trebuie să le asigure sistemul în limitele impuse de teza actuală sunt excitarea cât mai uniformă a suprafeței pe toată lungimea uneia dintre laturi, respectiv asigurarea unei impedanțe de sarcină, din nou, cât mai uniforme, pe latura opusă laturii excitate, astfel încât unda directă și cea reflectată să genereze o undă staționară salfazică. În terminologia din acest subcapitol, prin sarcină se va înțelege terminația suprafeței de transmisie unde are loc reflexia undei incidente – acest lucru trebuie precizat pentru a nu se confunda cu sarcina rețelei de distribuție de tact, reprezentată de circuitele acționate de către semnalul ce se propagă pe suprafața de transmisie. Sarcina distribuției de tact se va considera uniform distribuită și înglobată în parametrii superficiali ai suprafețelor folosite în configurația salfazică.

Analizând soluțiile pentru ecuațiile diferențiale atașate sistemului, nimic nu restricționează ca sarcina suprafeței de transmise să fie adaptată la impedanța caracteristică a suprafeței astfel încât unda incidentă să fie complet absorbită în secțiunea sarcinii. În această situație, suprafața de transmisie va avea o comportare ca oricare linie de transmisie ce lucrează în regim adaptat, deschizând posibilitatea distribuiri oricărui tip de semnal pe o arie mare a circuitului integrat. O aplicație posibilă ar fi, de exemplu, distribuirea unui semnal analogic de înaltă frecvență la intrările unui convertor analog-numeric de tip paralel, cu un număr foarte mare de biți (deci de comparatoare). Dacă se face și distribuirea semnalului de tact în același mod (folosind un nivel suplimentar de metalizare) astfel încât să existe o relație de fază constantă între cele două semnale, este posibil ca toate comparatoarele distribuite (uniform) pe suprafața circuitului integrat să preleveze același eșantion.

O aproximare suficient de bună pentru generatorul care excită suprafața, respectiv pentru sarcina de pe latura opusă, se obține folosind principiul lui Huygens, descompunând unda electromagnetică plană în n

surse punctuale situate toate pe aceeași latură a suprafețe excitate. Același principiu se poate aplica și în secțiunea sarcinii, descompunând sarcina tot într-un număr n de terminații punctiforme, distribuite în mod uniform pe latura opusă generatorului [47]. Figura 3.15 ilustrează o astfel de configurație.

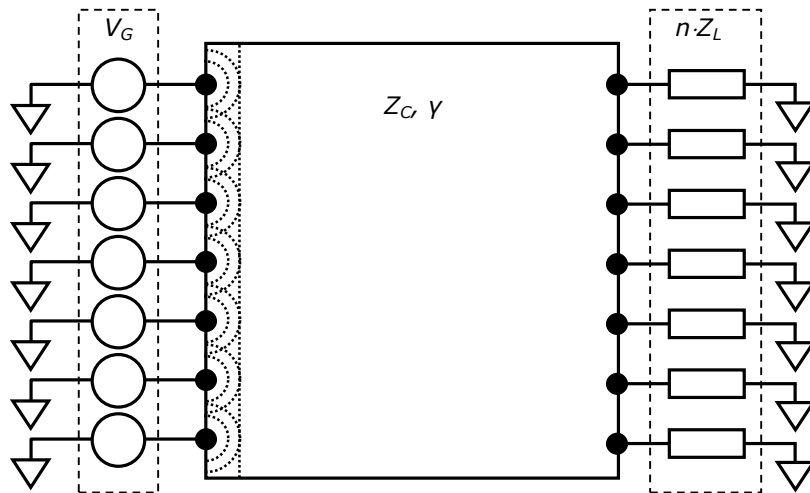


Fig. 3.15 Structură practică salfazică ortogonală

Se pot face câteva observații cu privire la modul de descompunere a generatorului ideal, respectiv a sarcinii ideale într-o serie de subelemente conform principiul lui Huygens. În primul rând, nu este necesar ca numărul de surse elementare să coincidă cu numărul de sarcini elementare. Situația în care cele două descompuneri au același număr de elemente poate să fie mai comodă însă în practică. Dacă se admite același număr de elemente în cele două descompuneri, se poate face o grupare a câte unui generator cu câte o sarcină; mai mult, suprafața de conexiune dintre generatoare și sarcini se poate considera ca fiind secționată și ea în trasee elementare. Se obține practic un sistem echivalent de linii de transmisie conectate în paralel. Pe baza acestei construcții se poate face o uniformizare a parametrilor suprafeței de transmisie admitând pentru liniile laterale un mod de propagare cvasi-TEM iar pentru cele centrale un mod de propagare TEM (pentru liniile centrale nu există efecte de margine, câmpul electromagnetic putând fi considerat uniform și complet conținut de materialul dielectric).

I. Suprafață salfazică cu excitație separată salfazică

Așa cum se observă din figura 3.15, generatoarele ce excită suprafața de distribuție a semnalului de tact trebuie să fie toate în fază pentru a obține o undă (cvasi)plană. Aceste generatoare sincrone se pot realiza printr-o distribuție de tact clasică, de exemplu de tip arbore, pornind de la un punct central din care apoi semnalul este distribuit prin ramificări binare (cu amplificare în punctele de ramificație) sau, păstrând nota tezei de față, cu ajutorul unei linii salfazice.

În practică, locul generatoarelor de tensiune va fi luat de către amplificatoarele din rețeaua de distribuție a semnalului de clock. Dacă aceste amplificatoare sunt distribuite în mod uniform pe o linie de transmisie, influența (în principal capacitivă) a lor poate fi absorbită în parametrii lineici ai liniei. Dacă pe această linie de transmisie se stabilește o undă staționară salfazică, punctele în care sunt conectate intrările amplificatoarelor de clock vor fi toate în fază – printr-o proiectare corectă a amplificatoarelor, și ieșirile acestora vor fi în fază, putând fi folosite direct pentru comanda suprafeței de distribuție a semnalului de tact la nivel de circuit integrat [47]. Figura 3.16 prezintă această posibilitate.

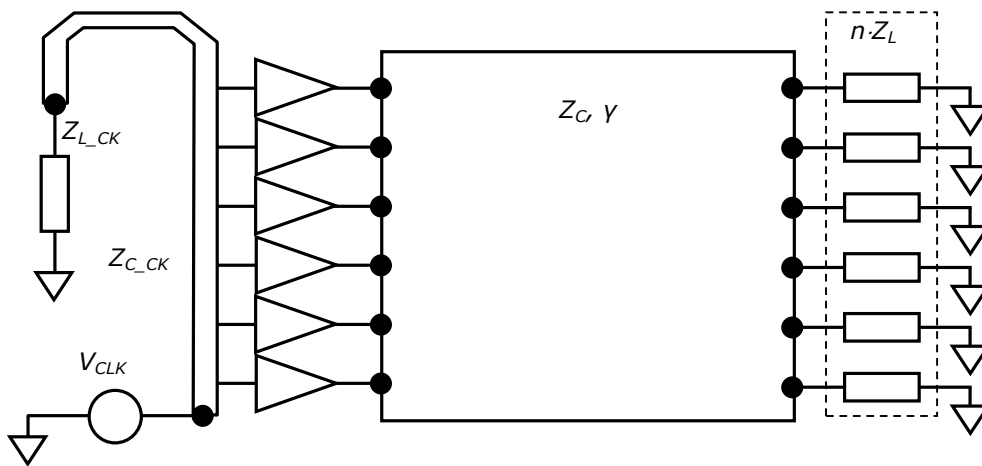


Fig. 3.16 Structură practică salfazică cu excitație salfazică

Se constată că amplificatoarele sunt grupate în apropierea generatorului de semnal de tact pentru a putea beneficia de zona în care amplitudinea semnalului salfazic este maximă. În practică, pentru a garanta o linie de transmisie uniformă, întreaga linie de intrare trebuie încărcată cu sarcini echivalente cu etajele de intrare ale amplificatoarelor de clock, nu așa cum a fost reprezentat în figură, doar în zona ce se folosește efectiv. De asemenea, în practică poate fi mai rentabil ca generatorul să fie amplasat la mijlocul liniei salfazice de intrare în timp ce la ambele capete ale liniei vor fi plasate sarcinile care să asigure reflexia potrivită – un beneficiu al acestei variante ar fi dublarea și simetrizarea porțiunii în care amplitudinea semnalului de tact va avea valori acceptabile pentru o proiectare relaxată a amplificatoarelor generatorului extins.

II. Configurație salfazică ortogonală neregulată

Analiza de până acum a fost făcută considerând configurații patrulaterale ortogonale, însă, în practică de foarte multe ori distribuția semnalului de tact trebuie să se facă pe domenii de formă geometrică neregulată. În marea majoritate a

cazurilor, chiar dacă domeniul este neregulat, este totuși înscris într-un sistem ortogonal.

Pentru că propagarea undei electromagnetice în sistemul considerat se face în sensul uneia dintre cele două axe ale sistemului de coordonate cartezian și pentru că proprietățile electrice ale sistemului sunt independente de coordonata de pe axa de propagare, suprafețele salfazice ortogonale se pot generaliza și la forme neregulate înscrise într-un sistem de axe ortogonal [47].

Spre exemplu, considerând sistemul din figura 3.17 în care unda electromagnetică se propagă dinspre stânga spre dreapta, se va produce o primă reflexie în momentul în care frontul de undă ajunge în prima secțiune a sarcinii.

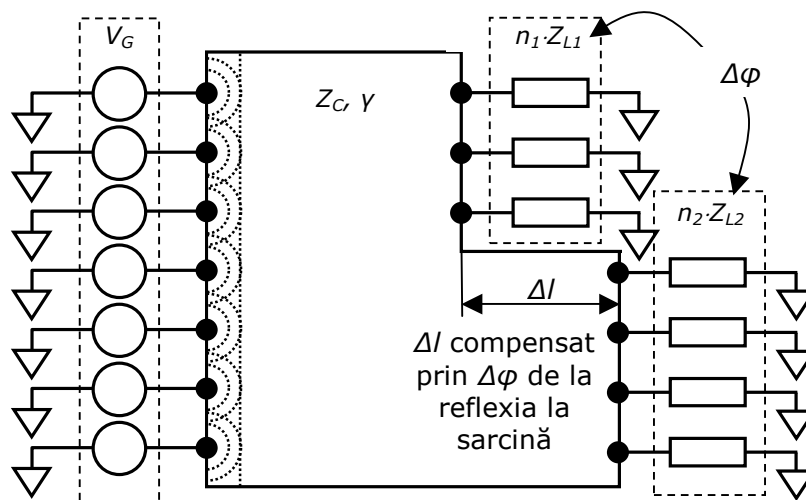


Fig. 3.17 Suprafață salfazică ortogonală neregulată

Această primă reflexie nu va fi pe toată lățimea frontului de undă, producând unele efecte tranzitorii datorate surselor echivalente punctuale care apar în colțurile suprafeței. Următoarea reflexie se produce în a doua secțiune a sarcinii – dacă sarcinile din cele două secțiuni sunt alese de așa natură încât diferențele de fază ce se obțin la reflexie să compenseze diferențele de lungime electrică pe care le vede frontul de undă incident, se va obține în final o configurație de undă staționară salfazică asemănătoare cu cea obținută în cazul unui suprafețe de distribuție a tactului de formă regulată. Condiția aceasta permite generalizarea structurii la forme neregulate însă impune unele constrângeri de proiectare mai restrictive cu privire la domeniul de variație al frecvenței semnalului distribuit în raport cu impedanțele de sarcină (și cu variația lor în funcție de condițiile de funcționare).

Trebuie făcută și observația că unda reflectată din a doua secțiune, în momentul în care va ajunge la coordonata primei secțiuni va interfera cu sursa secundară asociată punctului de discontinuitate din marginea acesteia, anihilând în final undele secundare ce se propagă după alte direcții (practic, un punct imediat înaintea primei secțiuni a sarcinii nu va putea face distincție între unda reflectată de către prima secțiune și cea provenită de la a doua reflexie, diferența de fază dintre

cele două fiind compensată prin valorile diferite pentru sarcinile de la capetele suprafeței de transmisie). Se justifică astfel că punctele de discontinuitate datorate conturului neregulat al sistemului provoacă doar fenomene tranzitorii, regimul permanent ce se stabilește fiind cel de undă staționară normală.

Impunând câteva restricții suplimentare sistemului, este posibilă și o generalizare pentru secțiunea generatorului, aceasta putând lua și ea diverse forme. În această situație va trebui compensată diferența de drum între diferitele tronsoane ale suprafeței de transmisie prin modificarea fazei generatoarelor.

Referința [47] a efectuat și simulări pentru o configurație asemănătoare, rezultatele practice dovedind în întregime calculele teoretice. Suprafața simulată reprezintă o formă neregulată, conform figurii 3.17. Secțiunea mai lungă a suprafeței are 15mm iar cea scurtă doar 10mm. Generatorul distribuit are și el o lungime de 10mm fiind format din 45 de inversoare, fiecare cu o impedanță de ieșire de 22Ω . Capacitatea totală din sistem (a structurii conductoare, respectiv a sarcinii de clock acționate) este de 19.5nF , rezultând o capacitate specifică de $274.2\mu\text{F}/\text{m}^2$. Inductanța specifică rezultă din tehnologia CMOS aleasă de 130nm , pe baza relației 3.14, valoarea ei fiind de 0.377pH . Cu acestea, impedanța caracteristică a rețelei de distribuție are valoare de doar $3.7\text{m}\Omega$. Se constată că diferența dintre impedanța generatorului (aproximativ $500\text{m}\Omega$) este cu aproximativ două ordine de mărime mai mare decât cea caracteristică, însă prin crearea condiției de gol la intrarea în structură, acest lucru nu pune nici o problemă. Simulările făcute au folosit frecvențele de 1.23GHz , 2.46GHz și 3.28GHz , fiind alese în funcție de lungimea structurii în comparație cu lungimea de undă (configurația de undă staționară stabilită în latura lungă având jumătate din lungimea de undă, $3/8$, respectiv $3/16$).

Se constată stabilirea unei configurații de undă staționară conform așteptărilor – de exemplu în figura 3.18 obținută la frecvența de 2.46GHz [47].

Făcând o secțiune paralelă cu latura lungă a sistemului considerat și reprezentând anvelopa configurației de undă staționară pentru toate frecvențele simulate se va obține reprezentarea din figura 3.19.

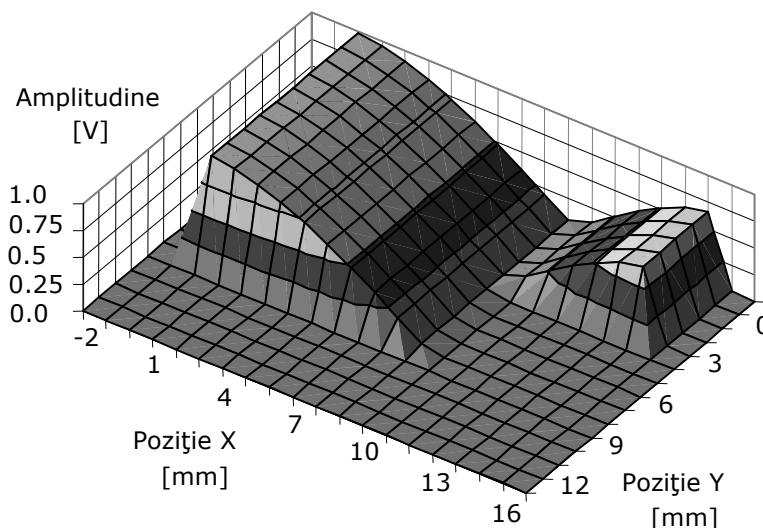


Fig. 3.18 Anvelopă de amplitudine pentru o suprafață salfazică ortogonală neregulată

Faptul că nodurile de tensiune pentru configurația de undă staționară nu ating valoarea 0 nu indică o eroare de compensare a liniei ci reprezintă tocmai efectul pentru care a fost introdusă modularea sarcinii pentru reflexie totală. Lipsa unui punct de măsură poziționat la coordonata precisă a minimumului de tensiune rezultă în devierea valorii măsurate față de valoarea ideală.

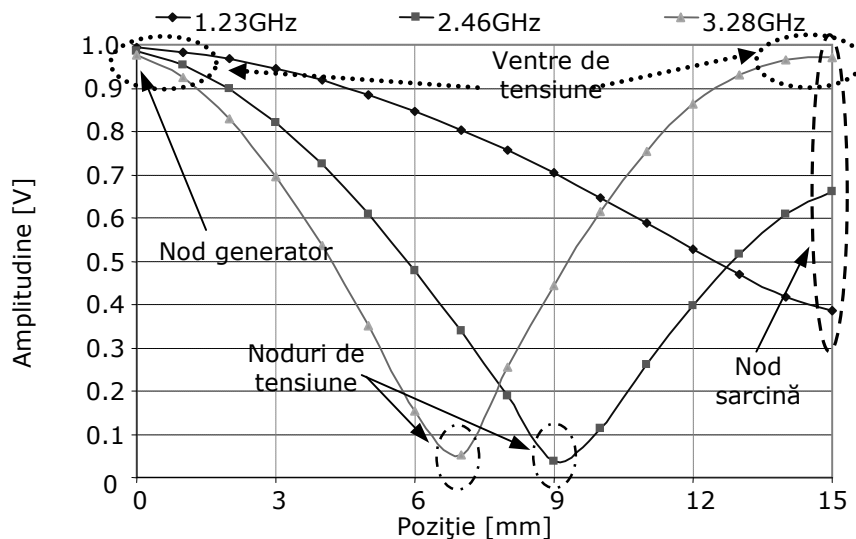


Fig. 3.19 Anvelopa de amplitudine pe latura lungă a suprafeței neregulate

III. Configurație salfazică ortogonală în E, complet cvasi-TEM

Pornind de la observația făcută anterior potrivit căreia suprafața ortogonală se poate echivala cu linii de transmisie puse în paralel, coroborată cu lipsa unei circulații de curent după axa perpendiculară pe direcția de propagare din cauza propagării sub formă de undă plană, liniile de transmisie echivalente se pot separa prin fante paralele practicate pe (toată) lungimea suprafeței de transmisie.

Practicarea fantelor permite și efectuarea trecerilor semnalelor de pe nivelele superioare de metalizare (de exemplu de la distribuția de putere) către suprafața activă a circuitului integrat, fără a introduce perturbații în configurația de undă staționară ce se formează în condițiile unei distribuții salfazice.

Un alt efect, la prima vedere secundar, al acestor fante este faptul că liniile de câmp electric și magnetic se vor închide și prin exteriorul mediului dielectric conținut între cele două suprafețe conductoare. Acest lucru înseamnă că semnalul se va propaga pe toate liniile de transmisie echivalente după un mod cvasi-TEM. Efectul net este uniformizarea parametrilor suprafeței de transmisie, reducându-se ponderea efectelor de la marginea suprafeței de transmisie [47]. Prin proiectarea judicioasă a laturilor suprafeței de transmisie (de exemplu prin folosirea unor structuri dummy, fără rol

activ în distribuirea semnalului de clock) efectele de margine pot fi reduse și mai mult, comportarea sistemului apropiindu-se de comportarea structurii ideale, nemărginite.

Structura descrisă în figura 3.20 seamănă cu o distribuție de tact construită doar cu linii de transmisie – la limită, sistemul bidimensional de distribuție a clockului se poate reduce la o asemenea construcție.

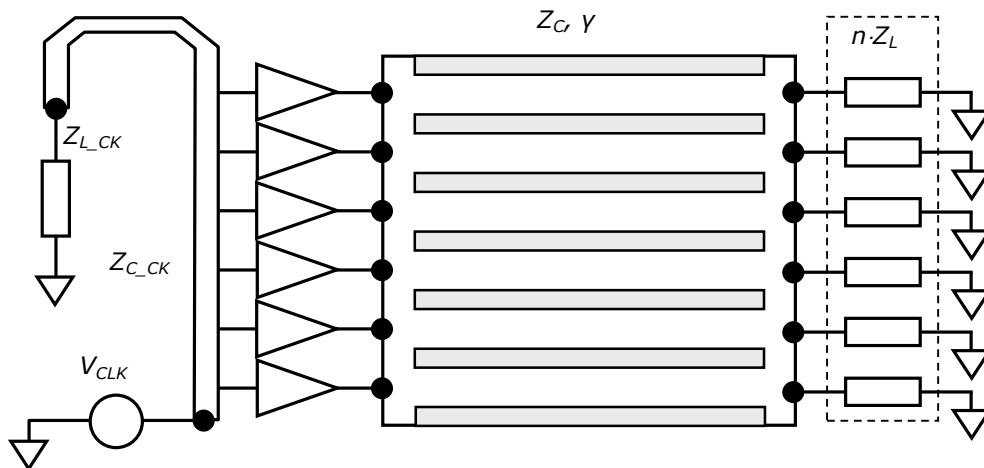


Fig. 3.20 Suprafață cu fante paralele direcției de propagare, pentru operare salfazică complet cvasi-TEM

Totuși, spre deosebire de cazul simplu al liniilor de transmisie în care decupările în suprafață se întind pe toată lungimea dintre generator și sarcină, fantele practicate după direcția de propagare pot să fie, de exemplu, întrerupte, întrețesute sau de lățimi inegale. Faptul că fantele se pot întinde pe distanțe mai scurte decât toată lungimea suprafeței de transmisie oferă și un grad de redundanță, semnalul fiind distribuit (e drept, cu erori de fază mai mari) și în situația în care unul dintre amplificatoarele care formează generatorul distribuit de semnal este defect. În cazul în care distribuția s-ar face pe linii de transmisie separate, această situație ar duce la scoaterea completă din funcțiune a întregului circuit integrat.

IV. Configurație ortogonală în E, complet salfazică

Ducând configurația descrisă la punctul anterior până aproape de limită, fantele care separă liniile elementare de transmisie vor porni direct din secțiunea sarcinii însă se vor opri puțin înaintea secțiunii generatorului. **În felul acesta, suprafața de transmisie ortogonală se separă în linii de transmisie paralele, unite între ele în secțiunea generatorului. Fiecare dintre aceste linii va**

trebui terminată cu o sarcină care să permită stabilirea unui regim de unde staționare.

Dacă, prin alegerea impedanței de sarcină de la capetele liniilor de transmisie se face de așa manieră încât să se creeze o condiție de gol la capătul dinspre generator, efortul la care vor fi supuse amplificatoarele din generatorul distribuit va fi neglijabil. Totuși, faptul că liniile sunt unite în capătul dinspre generator creează o discontinuitate în impedanța structurii. Dacă se reușește însă să se asigure o impedanță de sarcină astfel încât să rezulte o condiție de gol nu în secțiunea generatorului ci în secțiunea unde se termină fantele ce separă liniile elementare, din punctul de vedere al tronsonului ce realizează conexiunea liniilor de transmisie, acestea ar putea să nu existe încărcând tronsonul cu impedanță practic infinită. Neglijând amplificatoarele generatorului distribuit, dacă se separă, conceptual, acest tronson de restul liniilor se constată că din punct de vedere geometric, ar putea să fie tratat ca o linie perpendiculară pe direcția dorită de propagare. Încărcarea văzută de această linie din partea restului rețelei de distribuție va fi nulă, parametri săi lineici fiind dați, practic, doar de structura geometrică a ei.

Aceasta înseamnă că, strict pentru cazul în care se stabilește un regim salfazic în liniile elementare cu condiția de gol la capătul fantelor de separare, porțiunea de suprafață care conectează liniile de transmisie poate să fie tratată ca o linie de transmisie generică. Fiind vorba de o linie de transmisie generică, și în acea linie se poate stabili o undă staționară salfazică dacă linia este excitată de un generator de clock la unul dintre capetele ei, la celălalt fiind terminată pe o impedanță care să asigure o reflexie adecvată pentru stabilirea regimului de undă staționară. În felul acesta, mutând și transformând în sursă punctuală excitația de pe partea laterală a liniei se obține un generator echivalent, cu toate punctele în fază (admițând o lungime mai mică decât jumătate din lungimea de undă corespunzătoare semnalului de tact).

Combinând înapoi cele două structuri ca în figura 3.21, se constată că liniile de transmisie în care a fost descompusă structura bidimensională vor fi practic excitate individual de către unda salfazică din linia generator cu semnale având aceeași fază, însă amplitudini diferite. Prin faptul că liniile au fost separate după direcția de propagare a semnalului, faptul că amplitudinea în linii alăturare nu este identică nu mai deranjează, spațiul fizic ce separă liniile oprind circulația de curent pe direcția perpendiculara sensului de propagare.

Considerând structura ca un sistem bidimensional, se obține o undă cvasi-plană ce se propaga după un mod cvasi-TEM, similar cu restul cazurilor tratate în sistemul de coordonate carteziane. Singura diferență va fi o variație a amplitudinii semnalului nu numai după direcția de propagare, specifică distribuției salfazice, ci și după direcția perpendiculară. Sistemul va fi excitat de un singur generator (care poate să fie și extern circuitului integrat), distribuirea semnalului de tact realizându-se în întregime conform unei distribuții salfazice.

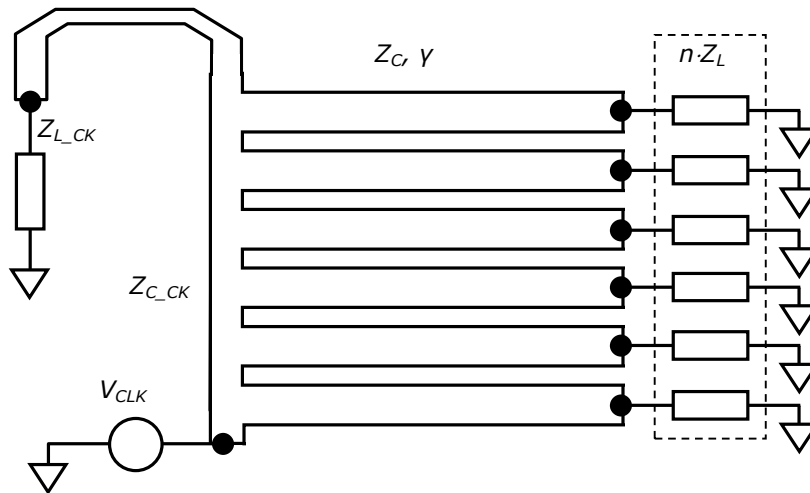


Fig. 3.21 Suprafață în E, complet salfazică

3.3 Discuri salfazice originale

3.3.1 Considerente electromagnetice

Considerând din nou cele două suprafețe conductoare paralele infinite separate de un mediu dielectric pe distanța d , se va alege de data aceasta excitarea sistemului de către un generator punctual de câmp electric, având unul dintre terminale plasat în originea sistemului de coordonate carteziene asociat modelului, în timp ce celălalt terminal se găsește în imaginea originii sistemului de coordonate în suprafața inferioară [55], conform figurii 3.22. Întregul sistem se va considera ideal – cele două suprafețe fiind conductoare de rezistență nulă iar mediul dielectric fiind izolator perfect.

Între cele două borne ale generatorului se va stabili un câmp electric având direcția perpendiculară pe cele două suprafețe conductoare. De remarcat că spre deosebire de excitarea după o întreagă latură, câmpul electric generat de acest generator va avea o anumită dependență de poziția pe axele Ox și Oy . Pentru că sistemul a fost considerat ideal, el va fi izotrop și omogen. Totodată, pentru că excitarea sistemului se face într-un singur punct, rezultă că nu va exista o direcție preferențială după care ar trebui să se producă fenomenele de propagare (pentru situația în care este vorba, într-adevăr, despre o propagare a unui semnal electromagnetic). Conform rezultatelor din fizica teoretică, este de așteptat ca puncte situate la aceeași distanță geometrică de centrul sistemului de coordonate să prezinte, la același moment de timp, câmpuri electrice și magnetice având același modul și același sens relativ la direcția locală de propagare. Lipsa unei direcții

preferențiale coroborate cu variația câmpurilor în funcție de distanța de la centrul sistemului cartezian sugerează o abordare în coordonate polare pentru cele două suprafețe conductoare, fenomenele petrecându-se pe cercuri concentrice cu bornele generatorului de semnal.

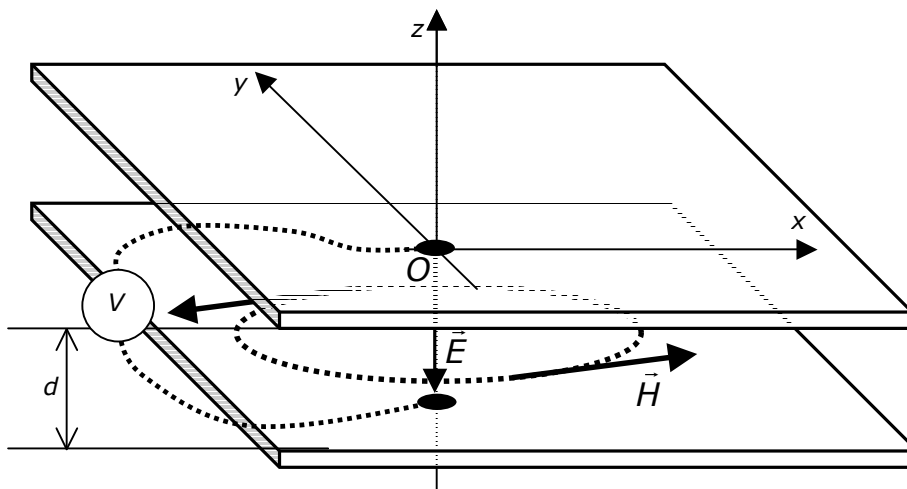


Fig. 3.22 Excitarea cu generator punctual a suprafețelor conductoare și stabilirea câmpurilor electric și magnetic

Aplicând o variație temporală diferenței de potențial existente între cele două borne ale generatorului, câmpul electric creat între cele două terminale va avea aceeași variație provocând apariția unui curent de deplasare. La fel ca pentru configurațiile ortogonale studiate anterior, aplicând legea Ampère-Maxwell pe o buclă arbitrară ce înconjoară liniile de câmp electric \vec{E} existent între cele două terminale ale generatorului, se poate pune în evidență existența unui câmp magnetic \vec{H} având în modul același tip de variație în timp cu câmpul electric.

Cum variația câmpului electric apare inițial doar la coordonata generatorului, se poate considera existența unui curent de deplasare filiform între cele două suprafețe conductoare. Conform legii lui Amèpre, în jurul acestui curent se va crea un câmp magnetic cu linii închise. Din nou, pentru că nu există vreo direcție preferențială, aceste linii de câmp magnetic nu pot fi decât circulare, așa cum se vede în figura 3.22. Admițând linii de câmp circulare, direcția vectorului \vec{H} va fi întotdeauna perpendiculară pe direcția vectorului de poziție al punctului considerat. Conturul ales pentru integrare fiind arbitrar, liniile de câmp magnetic se vor situa la o distanță oarecare finită (însă arbitrar de mică) față de punctul de origine al sistemului de coordonate. Variația în timp a acestui câmp magnetic va genera, la rândul ei, o variație a câmpului electric.

Similar cu raționamentul făcut pentru cazul cvadrilateral, considerând un contur situat într-un plan ce conține axa verticală a sistemului de coordonate Oz (însă situat în întregime de aceeași parte a axei Oz), se observă că acesta va fi străbătut de către liniile de câmp magnetic generat anterior după o direcție normală – aplicând și aici legea Maxwell-Faraday, fluxul magnetic variabil ce străbate suprafața mărginită de către contur va determina apariția unui câmp electric variabil având direcțiile date de către perimetrul suprafeței străpunse de către câmpul

magnetic. Deoarece singura restricție impusă conturului a fost ca planul în care este înscris să conțină axa verticală, dacă conturul considerat are aceeași formă în fiecare dintre secțiunile posibile, câmpul electric ce va fi generat va avea același modul la o distanță dată față de originea sistemului, indiferent de unghiul făcut de planul ce-l conține și axa orizontală Ox , rezultând o simetrie circulară.

Acest raționament se poate continua la infinit, considerând contururi circulare de rază din ce în ce mai mare pentru determinarea liniilor de câmp magnetic, respectiv contururi situate din ce în ce mai depărtate de axa verticală Oz pentru determinarea câmpului electric variabil. Se va obține succesiv câmp magnetic și câmp electric la distanțe din ce în ce mai mari de generator (adică de originea sistemului de coordonate), rezultând și aici propagarea unei unde electromagnetice însă sub formă de undă cilindrică, eventual sferică. Nici aici, analiza calitativă nu constrânge liniile de câmp electric să fie strict perpendiculare pe suprafețele conductoare – în situația în care liniile de câmp electric ar fi strict perpendiculare pe cele două suprafețe conductoare ale sistemului, propagarea unei unde electromagnetice s-ar face în mod sigur sub forma de undă cilindrică (și prin abuz de limbaj, reducând sistemul tridimensional la un caz 2D, sub formă de undă circulară). În situația în care liniile de câmp electric nu sunt strict perpendiculare pe planele conductoare, în mod sigur vor exista componente ale câmpului care vor fi orientate după direcția de propagare. Acest lucru ar fi posibil în două situații – prima situația ar fi propagarea câmpului electromagnetic sub formă de unde sferice, iar a doua situație ar fi existența unui câmp electromagnetic exterior mediului ce separă cele două suprafețe conductoare.

Se poate arăta că nici în acest caz al discurilor de transmisie nu există componente ale câmpului electric paralele cu direcția de propagare a unei unde electromagnetice aplicând același algoritm ca cel folosit pentru cazul sistemelor ortogonale. Practic, orice componentă a câmpului electric paralelă cu direcția de propagare va echivala cu stabilirea unui câmp electric neuniform generat în nodul de excitație a sistemului (adică cu modulul vectorului variind în funcție de distanța până la una dintre cele două borne ale generatorului de diferență de potențial).

Cu acestea, atât direcția câmpului magnetic cât și direcția câmpului electric este strict perpendiculară pe direcția de propagare a unei unde electromagnetice și modul de propagare este transversal electromagnetic – TEM. Mai mult, propagarea se face strict sub formă de undă cilindrică. Prin faptul că modul de propagare este TEM se justifică abordarea modelării cantitative considerând sistemul cu elemente de circuit infinitezimale dar cu parametri concentrați [43].

3.3.2 Modelul echivalent cu parametri de circuit concentrați

Pornind de la structura celor două suprafețe plan paralele acționate de către generatorul unidimensional, se face o discretizare a ei în celule elementare infinitezimale având forma unor sectoare de coroană circulară de lungime $\partial\rho$ și de deschidere unghiulară $\partial\varphi$ [12], [55]. Se observă că deși deschiderea unghiulară este aceeași pentru toate sectoarele, dimensiunea și forma acestora variază destul de mult odată cu depărtarea de originea sistemului de coordonate.

Pentru că propagarea unei unde electromagnetice se face sub formă de undă cilindrică, fenomenele fiind independente de coordonate de pe axa Oz , se va reduce din nou dimensiunea sistemului astfel încât cazul să poată fi tratat într-un sistem de coordonate polare bidimensionale, așa cum apare în figura 3.23. Aceasta înseamnă

că doar suprafața superioară va fi descompusă în sectoarele de coroană circulară, suprafața inferioară fiind considerată ca o referință ideală (acest lucru însemnând și că toate efectele rezistive vor fi incluse în întregime în modelul pentru suprafața superioară, așa cum a fost cazul în momentul determinării parametrilor pentru tratarea în sistemul de coordonate polare).

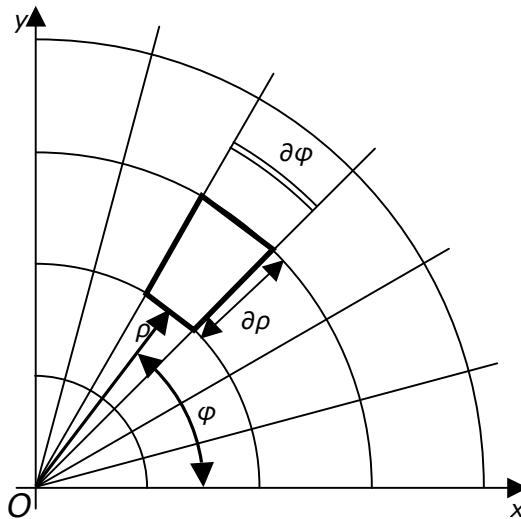


Fig. 3.23 Descompunere în celule elementare pentru o structură salfazică polară

Pentru tratarea sistemului, vom considera că originea celei elementare este plasată pe latura mai scurtă a ei, așa cum se vede în figura 3.24, în mijlocul arcului de cerc având raza ρ . Unghiul descris de raza vectorie către acest punct față de axa Ox determină coordonata unghiulară a secțiunii infinitezimale.

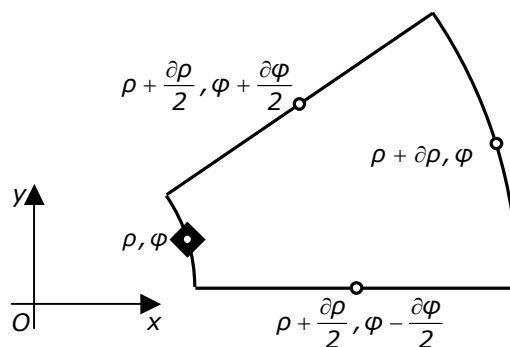


Fig. 3.24 Celula fizică elementară polară

Față de originea definită anterior se vor putea genera coordonatele celorlalte borne ale sectorului considerat. Folosind datele obținute în subcapitolul pentru determinarea parametrilor pentru lucrul în coordonate polare, și anume ecuațiile

(3.21), (3.30), (3.24) și (3.25), se poate construi și schema celulei elementare cu parametri concentrați.

Un aspect important: ecuațiile definite anterior sunt valabile pentru curenți radiali, înspre sau dinspre nodul generator. Așadar, modelul, pentru a fi complet, trebuie să considere și influența parametrilor tangențiali, dependenți de coordonata unghiulară φ , așa cum se poate vedea în figura 3.25. Pentru că unda electromagnetică se propagă dinspre generator sub formă de undă cilindrică, efectul elementelor tangențiale din modelul celulei elementare se va putea neglija în determinarea ecuației de propagare bidimensionale.

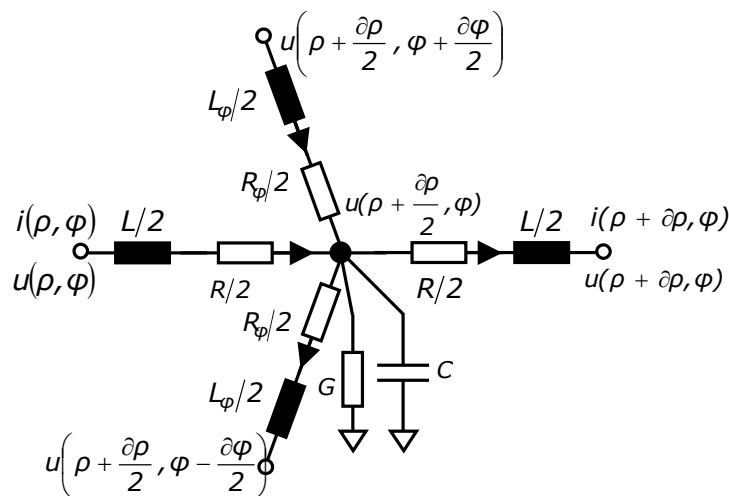


Fig. 3.25 Model cu parametri concentrați RLCG pentru celula elementară polară

Pornind de la celula elementară, se poate construi modelul complet din figura 3.26 al celor două suprafețe de distribuție [12], [55]. Trebuie spus că acest model este o simplificare pentru tratarea suprafeței în coordonate polare și găsirea analitică a parametrilor ce caracterizează funcționarea distribuției de semnal (cum ar fi constanta de propagare sau impedanța caracteristică). În practică, de exemplu pentru simularea rețelelor de distribuție a semnalului de tact, dacă discretizarea este suficient de fină se poate folosi cu succes modelul pentru coordonate carteziane și pentru excitarea suprafeței într-un singur punct, nu doar pentru excitarea după o latură întregă.

Folosind figura 3.25, având sensurile curenților stabilite, se vor putea scrie ecuațiile pentru discurile de distribuție ale semnalului. Similar pentru cazul cartezian, cum nu există curent care să se propage tangențial pe raza vectorie, respectiv nu există diferență de potențial între puncte situate la aceeași distanță față de originea sistemului de coordonate, nu se vor mai scrie ecuațiile respective. Analiza teoretică se poate urmări complet în anexa A4.

Pentru ecuațiile de propagare cilindrică normală, explicitând și relațiile pentru parametrii concentrați se va obține (considerând tratarea fazorială) [14]:

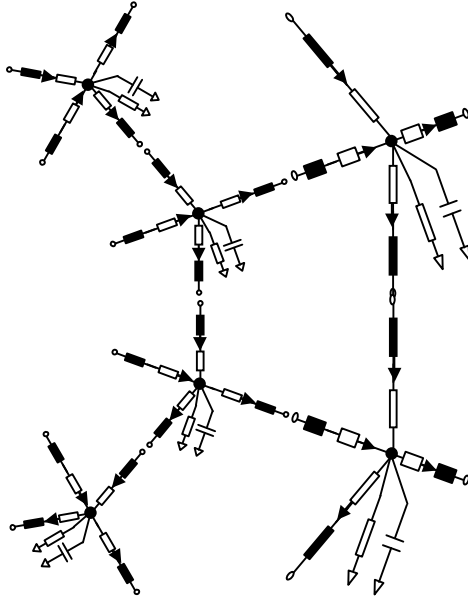


Fig. 3.26 Model complet pentru structura salfazică polară

$$i(\rho, \varphi) = 2 \cdot \frac{u(\rho, \varphi) - u\left(\rho + \frac{\partial \rho}{2}, \varphi\right)}{R + j\omega \cdot L} \quad (3.51)$$

$$i(\rho, \varphi) = i(\rho + \partial \rho, \varphi) + u\left(\rho + \frac{\partial \rho}{2}, \varphi\right) \cdot (G + j\omega \cdot C) \quad (3.52)$$

În ecuațiile scrise pentru curent și pentru tensiune se pot recunoaște derivatele celor două mărimi. Mai trebuie făcută o aproximație, și anume tensiunea din centrul celei elementare se va considera egală cu cea din originea celei, definită de ρ , respectiv de φ . Este evidentă și dependența de distanța până la originea sistemului de coordonate, dependență care nu apărea în cazurile ortogonale. Rearanjând ecuațiile pentru a pune în evidență derivatele curentului, respectiv tensiunii, se obține [14]:

$$\frac{\partial}{\partial \rho} u(\rho, \varphi) = -i(\rho, \varphi) \cdot \frac{R_S + j\omega \cdot L_S}{\rho \cdot \partial \varphi} \quad (3.53)$$

$$\frac{\partial}{\partial \rho} i(\rho, \varphi) = -u(\rho, \varphi) \cdot \rho \cdot \partial \varphi \cdot (G_S + j\omega \cdot C_S) \quad (3.54)$$

Pentru a obține ecuația unei de tensiune este necesar să se deriveze încă o dată ecuația (3.53), urmând ca rezultatul să fie completat cu ecuația (3.54) [14]:

$$\frac{\partial^2}{\partial \rho^2} u(\rho, \varphi) + \frac{1}{\rho} \cdot \frac{\partial}{\partial \rho} u(\rho, \varphi) - \gamma^2 \cdot u(\rho, \varphi) = 0 \quad (3.55)$$

$$\gamma^2 = (G_S + j\omega \cdot C_S) \cdot (R_S + j\omega \cdot L_S) \quad (3.56)$$

În mod asemănător, pentru determinarea ecuației pentru unda de curent se va proceda la derivarea relației (3.54) și completarea rezultatului cu ecuația (3.53) [14].

$$\frac{\partial^2}{\partial \rho^2} i(\rho, \varphi) - \frac{1}{\rho} \cdot \frac{\partial}{\partial \rho} i(\rho, \varphi) - \gamma^2 \cdot i(\rho, \varphi) = 0 \quad (3.57)$$

Se observă similaritatea celor două ecuații (3.55), (3.57) obținute pentru unda de tensiune, respectiv pentru unda de curent, însă spre deosebire de cazul undei plane unde cele două ecuații erau simetrice, diferența între formele relațiilor va face ca soluția pentru unda de curent să nu aibă aceeași formă cu soluția pentru unda de tensiune. În plus, comparând relația (3.56) cu (3.42) se remarcă identitatea celor două constante de propagare, sugerând că aceasta este independentă de modul de propagare al undei electromagnetice, fiind dată doar de parametrii fizici ai sistemului. Mai mult, faptul că cele două constante de propagare sunt identice arată că, așa cum s-a spus la începutul subcapitolului, modelul echivalent creat la tratarea carteziană poate să fie folosit cu succes și în cazul formării unei unde electromagnetice cilindrice.

Inspectând forma ecuației pentru unda de tensiune, relația sugerează ca soluții funcții de tip Bessel de ordinul 0, însă cu câteva observații – constanta γ^2 ce multiplică ultimul termen din relația (3.55) se va traduce într-o scalare a variabilei spațiale ρ ; a doua observație – semnul „-” din relație, așa cum se va arăta în continuare, nu va pune probleme pentru anumite cazuri particulare.

În situația în care sistemul este ideal, atât termenul pentru rezistența specifică a suprafețelor R_S cât și termenul pentru conductanța ce separă celor două suprafețe G_S vor fi nuli, relația pentru constanta de propagare simplificându-se. Relația (3.58) arată tocmai acest lucru, constanta de propagare sistemului devenind, asemenea cazului pentru undă electromagnetică plană, pur imaginară. În practică, fără nici o compensare, aproximarea este validă doar pentru pierderi suficient de mici (în general, specifice sistemelor având dimensiuni fizice incompatibile cu circuitele integrate). În cazul în care se aplică o schemă de compensare a pierderilor conform tezei actuale, constanta de propagare va fi tot pur imaginară, însă va fi dependentă de frecvența semnalului aplicat, însemnând că raționamentul și schemele practice propuse se vor putea aplica strict la semnale armonice.

$$\gamma = j\omega \cdot \sqrt{C_S \cdot L_S} \quad (3.58)$$

$$\gamma^2 = j^2 \gamma_i^2 \Rightarrow \gamma_i^2 = -\gamma^2 \quad (3.59)$$

Prin ridicarea la pătrat a relației (3.58), se observă că termenul ce se obține va fi tot timpul negativ (admițând că nu există elemente de circuit reactive negative). Folosind acest lucru, pătratul constantei de propagare se poate rescrie sub forma relației (3.59), definind un nou termen ideal γ_i^2 ce va fi folosit mai departe pentru ecuațiile pentru unda cilindrică de tensiune sau de curent.

$$\frac{\partial^2}{\partial \rho^2} u(\rho, \varphi) + \frac{1}{\rho} \cdot \frac{\partial}{\partial \rho} u(\rho, \varphi) + \gamma_i^2 \cdot u(\rho, \varphi) = 0 \quad (3.60)$$

$$\frac{\partial^2}{\partial \rho^2} i(\rho, \varphi) - \frac{1}{\rho} \cdot \frac{\partial}{\partial \rho} i(\rho, \varphi) + \gamma_i^2 \cdot i(\rho, \varphi) = 0 \quad (3.61)$$

Cu această nouă constantă de propagare, ecuația pentru unda de tensiune **(3.60)** coincide cu cazul clasic al ecuației diferențiale de tip Bessel de ordinul 0, soluția pentru această fiind orice combinație liniară de funcții Bessel de speța 1 (definită în formă integrală prin ecuația (3.62)) sau de speța 2 (definită pentru valori pozitive ale argumentului real sub formă integrală ca în ecuația (3.63)). Analiza următoare se va baza pe rezultate specifice analizei matematice pentru cazul funcțiilor Bessel.

Pentru situația reală în care suprafața este excitată de către un generator plasat în originea sistemului de coordonate, modulul soluției în originea sistemului trebuie să fie finit. De asemenea, soluția ecuației diferențiale, având sistemul excitat de către un generator variabil în timp, va trebui să prezinte și o modificare a fazei semnalului în funcție de poziția în suprafața de transmisie, lucru imposibil de asigurat doar de către funcțiile Bessel de speța 1 sau 2, respectiv de o combinație liniară cu coeficienți numere reale ale celor două funcții, ambele funcții luând valori reale pentru argumente reale. **Cel mult, cele două funcții, în cazul în care sistemul fizic le admite ca soluție, vor reprezenta configurații de undă staționară. Cum în nodul generatorului amplitudinea semnalului trebuie să fie mărginită, doar funcția Bessel de speța 1 poate să fie o configurație de undă staționară pentru unda de tensiune [14].**

$$J_0(r) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \sin(r \cdot \cosh \theta) d\theta \quad (3.62)$$

$$Y_0(r) = -\frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \cos(r \cdot \cosh \theta) d\theta \quad (3.63)$$

Pentru a forma soluțiile pentru unda de tensiune ce se propagă în suprafața de transmisie trebuie folosite funcțiile Hankel de speța 1 și 2, definite prin combinații liniare cu coeficienți imaginari între funcțiile Bessel (funcțiile Hankel mai sunt denumite și funcții Bessel de speța 3). Din cele două funcții Hankel, una va genera unda ce se propaga dinspre generator în timp ce a doua funcție va determina unda reflectată ce se propagă dinspre sarcină **[14]**.

$$H_0^{(1)}(r) = J_0(r) + j \cdot Y_0(r) \quad (3.64)$$

$$H_0^{(2)}(r) = J_0(r) - j \cdot Y_0(r) \quad (3.65)$$

Din ecuațiile de definiție (3.64) și (3.65) se observă că superpoziția celor două soluții rezultă într-o configurație de undă staționară dată de funcția Bessel de prima speță. Acest lucru este posibil doar în situația în care sistemul fizic admite undă reflectată total – pentru că amplitudinea undei lansate în suprafață scade pe măsură ce unda se propagă, această configurație de undă staționară este posibilă doar pentru sistemele mărginite – un echivalent mecanic al fi cel al unei membrane de tobă excitată mecanic în centrul tobei cu o frecvență dată de raza și proprietățile elastice ale

membranei. **De remarcat că reflexia totală la sarcină și limitarea fizică a dimensiunilor sunt perfect compatibile cu ideea de distribuție salfazică a semnalelor electrice (condiția de reflexie totală fiind una dintre condițiile necesare comportării salfazice).**

În final, soluția ecuației diferențiale pentru unda de tensiune, ținând cont și de scalarea variabilei de poziție cerută de prezența constantei de propagare γ_i în formulă, se poate determina până la două constante arbitrare U_0^D și U_0^R ce depind de condițiile inițiale ale sistemului. Cele două constante dictează amplitudinile undelor directe, respectiv reflectate în originea sistemului de coordonate. Trebuie reținut că pentru funcționarea salfazică a sistemului este necesar ca cele două constante să fie strict egale, altfel nu se va stabili configurația de undă staționară corectă [55]. Forma soluției pentru unda de tensiune în cazul discului de transmisie este dată de ecuația (3.66).

$$u(\rho, \varphi) = U_0^D \cdot H_0^{(1)}(\gamma_i \cdot \rho) + U_0^R \cdot H_0^{(2)}(\gamma_i \cdot \rho) \quad (3.66)$$

Pentru unda de curent se pleacă de la forma soluțiilor pentru unda de tensiune și de la ecuația diferențială ce leagă curentul de derivata tensiunii (3.53). **Din proprietățile funcțiilor Bessel, derivatele funcțiilor de ordinul 0 sunt tot funcții Bessel însă de ordinul 1. Soluția pentru unda de curent va consta și ea din suma a două unde – cea directă și cea reflectată, unde care însumate vor genera din nou o configurație de undă staționară. Se folosesc însă funcții Hankel de ordinul 1. Spre deosebire de soluția pentru unda de tensiune, soluția pentru curentul prin discurile de transmisie va avea o dependență suplimentară de coordonata de poziție ρ :**

$$i(\rho, \varphi) = I_0^D \cdot \rho \cdot H_1^{(1)}(\gamma_i \cdot \rho) + I_0^R \cdot \rho \cdot H_1^{(2)}(\gamma_i \cdot \rho) \quad (3.67)$$

$$H_1^{(1)}(r) = J_1(r) + j \cdot Y_1(r) \quad (3.68)$$

$$H_1^{(2)}(r) = J_1(r) - j \cdot Y_1(r) \quad (3.69)$$

Se constată că formalismul matematic pentru tratarea discurilor simple de transmisie este mult mai complex decât cel pentru tratarea suprafețelor cvadrilaterale ortogonale. **În plus, pentru utilizarea în alte condiții decât cele salfazice, de exemplu în situația în care impedanța de sarcină este adaptată la impedanța caracteristică a discului, deoarece reflexia semnalului are loc în fiecare punct al suprafeței [14], propagarea semnalelor injectate de către generator se face cu modificarea formei de undă, cu atât mai mult cu cât punctul în care se face eșantionarea semnalului distribuit este mai depărtat de nodul generator [55].** Presupunând o situație ipotetică în care unda directă a fost separată de cea reflectată, se pleacă de la ecuația pentru unda directă de tensiune și se combină cu forma de undă folosită la excitarea suprafeței. Pentru simplitate, semnalul de excitație se consideră armonic.

$$u(\rho) = U_0^D \cdot e^{j\omega \cdot t} \cdot (J_0(\gamma_i \cdot \rho) + j \cdot Y_0(\gamma_i \cdot \rho)) \quad (3.70)$$

$$u(\rho) = \frac{2 \cdot U_0^D}{j \cdot \pi} \int_0^\infty e^{j \cdot (\gamma_i \cdot \rho \cdot \cosh \theta + \omega \cdot t)} d\theta \quad (3.71)$$

Inspectând termenul de sub integrală din relația (3.71) (din punct de vedere matematic acest lucru s-ar traduce prin trecerea la scrierea integralei sub forma unei sume Riemann infinite), viteza de propagare a semnalului pe discul de transmisie depinde și de parametrul de integrare θ , prin funcția $\cosh\theta$ [14]. Viteza de propagare a semnalului pe suprafața discului va fi dată de raportul $\omega / (\gamma_i \cdot \cosh\theta)$ și va putea lua orice valoare între cuprinsă 0 și viteza ω / γ_i , tipică pentru propagarea sub formă de undă plană. Cu cât punctul în care se face testul este mai depărtat de generator, cu atât mai mult timp va lua semnalului ce trebuie transportat să ajungă în acel punct, efectul net fiind o aplatizare a fronturilor, respectiv o întindere temporală a semnalului. Dacă în discul de transmisie se injectează un puls abrupt de tensiune fronturile acestuia vor fi deformate de către versiunile lente ale lui. Mai mult, versiunile lente ale unui impuls expediat pe suprafața de transmisie se vor suprapune cu versiunile rapide ale pulsurilor ulterioare, generând interferență inter-simbol severă, cu efecte dezastruoase pentru calitatea semnalelor transmise.

Din aceste motive – complexitatea matematică și deformarea severă a semnalelor injectate în discul tratat anterior – situațiile practice în care se va dori implementarea unei asemenea distribuții vor fi limitate [55], [14].

Totuși, prin faptul că la distribuirea salfazică a semnalului se stabilește o configurație de undă staționară sub forma unei funcții Bessel de speța I și ordin 0, există și beneficii. **Cum cele două soluții ce formează soluția completă pentru unda de tensiune nu poartă în ele informație intrinsecă cu privire la modul în care au fost generate, este posibilă inversarea structurii – adică permutarea generatorului cu sarcina ce asigura reflexia totală. Astfel, considerând un generator cu terminale circulare echipotențiale de rază ρ_0 , acesta va produce o undă ce se va propaga prin discul de transmisie înspre origine, luând locul unde reflectate din configurația inițială. În aceste condiții, în locul generatorului va trebui plasată o sarcină punctuală care să asigure o reflexie totală a semnalului, generând astfel unda directă ce se propaga dinspre originea sistemului în configurația inițială. Avantajul esențial al acestei configurații este că amplitudinea semnalului distribuit crește dinspre marginea discului înspre centrul acestuia, producând o compensare a efectului de scădere a amplitudinii semnalului salfazic pe măsura depărtării de punctul generator.**

În cele ce urmează se prezintă două metode derivate din cazul anterior al discului de transmisie care încearcă să soluționeze cele două mari probleme. **Ambele metode prevăd adaptarea parametrilor specifici ai suprafețelor de transmisie astfel încât comportarea rezultată să fie mult îmbunătățită. Astfel, prima metodă, schițată pentru prima dată în [12] însă fără aprofundare teoretică și fără îmbunătățirile propuse în lucrarea de față și [55], prevede desensibilizarea parametrilor specifici modelului în coordonate polare față de distanța de la punctul curent până la originea sistemului, obținându-se o comportare asemănătoare unei configurații ortogonale, asta deși modul de propagare a undei electromagnetice rămâne sub formă de undă cilindrică**

A doua metodă prevede sensibilizarea suplimentară față de distanța până la originea sistemului astfel încât să rezulte un comportament asemănător celui obținut la propagarea sub formă de undă sferică [14]. Din nou, propagarea undei electromagnetice va fi în continuare sub formă de undă cilindrică! Avantajul acestei metode este reducerea complexității

matematice la un nivel comparabil cu cel pentru configurațiile ortogonale însă cu păstrarea efectului de creștere a amplitudinii semnalului distribuit.

3.3.3 Model echivalent pentru discuri pseudo-ortogonale

Pornind de la relațiile determinate anterior pentru parametrii elementelor de circuit concentrate, se poate construi ușor un nou model pentru sistem în așa fel încât să se elimine dependența de vectorul de poziție [55]. Spre exemplu, impunând ca rezultatul să depindă doar de variațiile elementare ale coordonatelor $\partial\rho$ și $\partial\varphi$ și prelucrând relația pentru rezistența sectorului de coroană circulară, se obține:

$$\frac{1}{\rho} \cdot \frac{R'_S(\rho)}{\partial\varphi} \cdot \partial\rho = R_{SL} \cdot \frac{\partial\rho}{\partial\varphi} \quad (3.72)$$

$$R'_S(\rho) = \rho \cdot R_{SL} \quad (3.73)$$

Se observă din ecuația (3.73) că pe măsura creșterii distanței dintre sectorul de coroană circulară considerat și originea sistemului de coordonate, rezistența specifică a celor două suprafețe conductoare trebuie să crească în aceeași măsură. Parametrul R_{SL} reprezintă rezistența specifică per pătrat a sistemului, dar normată la o lungime standard de un metru – cu alte cuvinte, R_{SL} este o rezistență lineică. Normarea este necesară pentru conservarea unităților de măsură, altfel, conform relației (3.73) rezistența sectorului considerat s-ar măsura în $\Omega \cdot m$. Normarea făcându-se la unitatea de lungime, valoarea numerică a acestei rezistențe specifice este egală cu cea pentru suprafața de transmisie nemodificată.

Din punct de vedere practic, dependența de poziția pe suprafața de transmisie se poate implementa într-o tehnologie standard de fabricație a circuitelor integrate prin scăderea lățimii și a densității traseelor ce formează rețeaua de distribuție a semnalului de tact, așa cum a fost propus și în [12]. În cazul în care se permite alterarea procesului tehnologic, alterarea rezistenței specifice se poate face prin mai multe metode, mai mult sau mai puțin adaptate unui proces tehnologic de fabricație în serie mare a circuitelor integrate. Pentru a nu afecta cursul demonstrației discuția asupra acestor metode va fi făcută ulterior.

Impunând aceleași condiții pentru toți parametrii de circuit se vor obține următoarele variații în funcție de ρ pentru capacitate, conductanță, respectiv pentru inductanța sectorului de coroană circulară [55]:

$$C'_S(\rho) = \frac{C_{SL}}{\rho} \quad (3.74)$$

$$G'_S(\rho) = \frac{G_{SL}}{\rho} \quad (3.75)$$

$$L'_S(\rho) = L_{SL} \cdot \rho \quad (3.76)$$

În toate relațiile de mai sus, indicele L semnifică fie normarea (pentru inductanță), fie multiplicarea (pentru capacitate și conductanță) cu lungimea standard de un metru necesară pentru conservarea unităților de măsură. **Dintre**

toți parametrii de circuit, rezistența și, în special, inductanța specifică pun cele mai mari probleme în practică deoarece aceste elemente sunt date de proprietățile fizice și de realizarea geometrică a planelor conductoare. În principiu, ambii parametri pot fi controlați prin modificarea lățimii și a densității traseelor elementare din care este construită suprafața de transmisie, adică prin modificări efectuate în același plan în care are loc și propagarea semnalului de tact.

Capacitatea, respectiv conductanța se pot schimba relativ ușor prin încărcarea artificială a suprafeței de transmisie, fără a produce perturbații în propagarea câmpului electromagnetic. Deosebirea majoră față de ceilalți doi parametri de circuit este faptul că modificările ce trebuie implementate nu sunt efectuate în planul în care are loc propagarea undei electromagnetice, ci în planul vertical. Spre exemplu, adăugarea de capacitate se poate face prin conectarea porțiilor mai multor tranzistoare MOS la discul de transmisie – se obține o creștere importantă a capacității cu o modificare minimă a structurii inițiale (adăugare de treceri suplimentare pentru a permite conexiunile la nivelurile inferioare). La fel, adăugarea de rezistențe din polisiliciu între planul conductor pe care se face distribuția semnalului de clock și nodul de referință provoacă foarte eficient creșterea conductanței specifice, ocupând o arie minimă pe suprafața circuitului integrat și necesitând conectare la suprafață prin simple treceri având dimensiuni minime. Ca observație, această încărcare suplimentară se face înspre origine, creșterea parametrilor capacitate și conductanță făcându-se în această direcție. O posibilă problemă ce derivă de aici ar fi limitarea suprafeței disponibile pentru capacitatea suplimentară.

Așa cum a fost spus anterior, mai multe detalii privind posibilitățile de implementare practică a modificărilor necesare pentru parametrii de circuit vor fi oferite ulterior.

Înainte de a se face descrierea matematică a sistemului rezultat mai sunt necesare câteva observații, cea mai importantă fiind aceea că sistemul definit prin noile relații pentru parametrii concentrați nu poate să conțină originea. Într-adevăr, inspectând relațiile (3.73), (3.74), (3.75) respectiv (3.76), se observă că nici una dintre ele nu generează valori plauzibile din punct de vedere fizic pentru ρ nul. Configurațiile construite în practică vor începe de la o anumită rază (mică) față de punctul de coordonate (0, 0). În vecinătatea originii, pentru că dimensiunile secțiunii sunt mici în raport cu lungimea de undă a semnalului ce se distribuie, se va considera că structura se comportă ca un circuit cu elemente concentrate, întreaga celulă fiind echipotențială la orice moment de timp.

O altă observație ce se poate face este că distribuția de tact astfel construită va constitui un sistem neomogen, parametrii variind în funcție de poziția considerată, și anizotrop, existând o direcție preferențială pentru propagarea undelor electromagnetice.

Introducând valorile pentru noii parametri specifici în ecuațiile diferențiale (3.53) și (3.54) determinate anterior, se constată că se elimină dependența de coordonata polară ρ , ecuațiile devenind echivalente cu cele pentru propagarea unei unde plane în structura cvadrilaterală ortogonală [55]. Calculul complet se găsește în anexa A4.

$$\frac{\partial}{\partial \rho} u(\rho, \varphi) = -i(\rho, \varphi) \cdot \frac{R'_S(\rho) + j\omega \cdot L'_S(\rho)}{\rho \cdot \partial \varphi} \quad (3.77)$$

$$\frac{\partial}{\partial \rho} i(\rho, \varphi) = -u(\rho, \varphi) \cdot \rho \cdot \partial \varphi \cdot (G'_S(\rho) + j\omega \cdot C'_S(\rho)) \quad (3.78)$$

$$\frac{\partial}{\partial \rho} u(\rho, \varphi) = -i(\rho, \varphi) \cdot \frac{R_{SL} + j\omega \cdot L_{SL}}{\partial \varphi} \quad (3.79)$$

$$\frac{\partial}{\partial \rho} i(\rho, \varphi) = -u(\rho, \varphi) \cdot \partial \varphi \cdot (G_{SL} + j\omega \cdot C_{SL}) \quad (3.80)$$

Ecuatiile diferențiale pentru undele plane rezultă de aceeași formă ca pentru cazul ortogonal. Mai mult, și constanta de propagare va avea aceeași formă și valoare ca pentru cazul simplu ortogonal:

$$\frac{\partial^2}{\partial \rho^2} u(\rho, \varphi) - \gamma^2 \cdot u(\rho, \varphi) = 0 \quad (3.81)$$

$$\frac{\partial^2}{\partial \rho^2} i(\rho, \varphi) - \gamma^2 \cdot i(\rho, \varphi) = 0 \quad (3.82)$$

$$\gamma = \sqrt{(G_{SL} + j\omega \cdot C_{SL}) \cdot (R_{SL} + j\omega \cdot L_{SL})} \quad (3.83)$$

$$\gamma = \sqrt{(G_S + j\omega \cdot C_S) \cdot (R_S + j\omega \cdot L_S)} \quad (3.84)$$

În privința constantei de propagare, trecerea de la relația (3.83) la relația (3.84) se face foarte simplu, ținând cont că rezistența și conductanța au fost normate la lungimea standard, în timp ce conductanța și capacitatea au fost înmulțite cu lungimea standard.

Evident, soluțiile pentru cele două ecuații diferențiale vor avea forma clasică pentru unda plană, conținând undele directe și cele reflectate pentru tensiune, respectiv pentru curent [55].

$$u(\rho, \varphi) = U_0^D \cdot e^{-\gamma \cdot \rho} + U_0^R \cdot e^{\gamma \cdot \rho} \quad (3.85)$$

$$i(\rho, \varphi) = I_0^D \cdot e^{-\gamma \cdot \rho} + I_0^R \cdot e^{\gamma \cdot \rho} \quad (3.86)$$

Pentru că soluțiile sunt identice ca formă cu cele pentru linii simple de transmisie, tratarea acestui sistem devine foarte simplă din punct de vedere practic, toate principiile de circuit (de exemplu terminarea adaptată, terminarea complex-conjugată, condiția de reflexie totală pentru distribuția salfazică) valabile pentru liniile de transmisie unidimensionale putând fi extinse fără nici o modificare și la aceste discuri pseudo-ortogonale [43]. În cazul în care discul pseudo-ortogonal are ca sarcină o terminație adaptată, configurația se poate folosi la distribuirea pe o arie mare de circuit a oricărui semnal de înaltă frecvență ca orice altă linie de transmisie [55].

Atât pentru funcționarea salfazică dar și pentru cea în regim adaptat este necesară cunoașterea impedanței caracteristice a discului pseudo-ortogonal. Aplicând același principiu ca la structura ortogonală, folosind ecuațiile (3.80) și (3.85), va rezulta, din nou, o formulă similară:

$$U_0^D \cdot e^{-\gamma \cdot \rho} = \frac{\gamma \cdot U_0^D \cdot e^{-\gamma \cdot \rho}}{(G_{SL} + j\omega \cdot C_{SL}) \cdot \partial \varphi \cdot Z_C} \quad (3.87)$$

$$Z_C = \frac{1}{\partial\varphi} \cdot \sqrt{\frac{R_{SL} + j\omega \cdot L_{SL}}{G_{SL} + j\omega \cdot C_{SL}}} \quad (3.88)$$

Deoarece nici pentru discul pseudo-ortogonal nu există restricție cu privire la deschiderea unghiulară a sectorului de coroană circulară, relația determinată anterior se poate rescrie în funcție de deschiderea φ totală a discului de transmisie. În particular, dacă discul va înconjura complet originea sistemului de coordonate, atunci deschiderea unghiulară a lui va fi $2 \cdot \pi$. **Relația se poate scrie și în funcție de parametrii superficiali determinați pentru tratarea într-un sistem de coordonate carteziene prin extragerea de sub radical sub formă de factor comun la numitor a lungimii standard de un metru.** Pentru cazul general se va scrie [55]:

$$Z_C = \frac{1}{\varphi} \cdot \frac{1}{1m} \cdot \sqrt{\frac{R_S + j\omega \cdot L_S}{G_S + j\omega \cdot C_S}} \quad (3.89)$$

Se observă și aici similaritatea cu sistemul cvadrilateral ortogonal unde impedanța caracteristică, dată de relația (3.50), depindea invers proporțional de lățimea L_G a suprafeței de transmisie. Mai mult, cele două impedanțe diferă doar prin factorul ce multiplică rădăcina pătrată din relații. Având soluțiile pentru undele de tensiune și de curent precum și valoarea constantei de propagare și a impedanței caracteristice, sistemul obținut este complet caracterizat (cu observația că determinarea constantelor din ecuațiile pentru tensiune sau curent se face ușor pe baza condițiilor inițiale și de margine impuse în funcționare). **Așa cum s-a spus în subcapitolul anterior, undele directe și reflectate nu poartă în ele informație cu privire la modul în care au fost generate, putându-se realiza și aici o excitare inversată a suprafeței prin permutarea generatorului cu terminația sistemului [55]. Se constată că, deși propagarea undei electromagnetice este sub formă de undă cilindrică, sistemul este echivalent cu o simplă linie de transmisie sau echivalent cu sistemul cvadrilateral ortogonal. Comportamentul echivalent poate fi folosit fie la distribuția salfazică pentru semnale periodice, fie, în cazul în care sistemul este terminat în impedanța adaptată, la distribuirea oricăror semnale de înaltă frecvență. Totodată, se rezolvă una dintre problemele majore ale discului simplu de transmisie, anume operarea cu funcții Bessel [55].** Din păcate, sistemul nu prezintă avantajul refacerii amplitudinii semnalului în cazul excitării inversate a discului salfazic, pentru aceasta fiind necesară tratarea din subcapitolul următor.

3.3.4 Model echivalent pentru discuri pseudo-sferice

Comportamentul structurii bidimensionale se poate modifica și prin introducerea unei variații suplimentare a parametrilor de circuit odată cu creșterea distanței față de punctul în care este conectat generatorul. În cazul în care parametrii sunt făcuți să varieze invers proporțional cu pătratul vectorului de poziție, este de așteptat ca sistemul obținut să aibă o comportare specifică propagării undelor sferice [14].

Adoptând, spre exemplu, pentru rezistența sectorului de coroană circulară dependența din relația (3.90), se va putea determina noua valoare pentru rezistența specifică a sectorului considerat [14]:

$$\frac{1}{\rho} \cdot \frac{R'_S(\rho)}{\partial \varphi} \cdot \partial \rho = \frac{1}{\rho^2} \cdot R_{SS} \cdot \frac{\partial \rho}{\partial \varphi} \quad (3.90)$$

$$R'_S(\rho) = \frac{1}{\rho} \cdot R_{SS} \quad (3.91)$$

Relația (3.91) arată o dependență pentru rezistența specifică opusă față de cea obținută pentru cazul pseudo-ortogonal. Și aici, pentru conservarea unităților de măsură a fost introdus un nou indice în rezistența specifică originală, notația R_{SS} semnificând o rezistență specifică pseudo-sferică. Dimensional, acest parametru se obține prin multiplicarea rezistenței specifice R_S cu unitatea de lungime de un metru pentru a compensa împărțirea cu distanța până la centrul sistemului de coordonate. Din punct de vedere numeric, cele două valori sunt identice.

Pe baza aceluiași principiu se pot determina și restul parametrilor specifici, introducând, de asemenea, noile notații pentru conservarea unităților de măsură. Un aspect interesant, variația tuturor parametrilor este opusă față de cea de la cazul pseudo-ortogonal [14]:

$$C'_S(\rho) = \rho \cdot C_{SS} \quad (3.92)$$

$$G'_S(\rho) = \rho \cdot G_{SS} \quad (3.93)$$

$$L'_S(\rho) = \frac{L_{SS}}{\rho} \quad (3.94)$$

Este interesant de remarcat că pentru cazul acesta, modificarea parametrilor suprafeței este mai naturală – de exemplu, pentru capacitate, odată cu creșterea distanței față de nodul în care se face injecția de semnal, capacitatea suprafeței are oricum tendința să crească – prin adăugarea de sarcină suplimentară se poate obține cu atât mai ușor adaptarea parametrilor cu cât spațiul disponibil este mai mare față de cazul precedent. Și pentru rezistență situația este mai simplă, modificarea presupunând creșterea densității de rutare și a lățimii traseelor odată cu creșterea razei discului. Ceea ce rămâne mai dificil de efectuat este scăderea inductanței specifice, deși în bună parte, aceasta se va putea face abordând principii similare cu cele pentru rezistența structurii. O discuție mai detaliată cu privire la modul în care se poate face adaptarea tuturor parametrilor pentru ambele discuri modificate se va face ulterior.

Introducând parametrii modificați în ecuațiile diferențiale pentru tensiune și pentru curent (3.53) și (3.54) se va obține (pașii intermediari pot fi urmăriți în anexa A4) [14]:

$$\frac{\partial}{\partial \rho} u(\rho, \varphi) = -i(\rho, \varphi) \cdot \frac{R_{SS} + j\omega \cdot L_{SS}}{\rho^2 \cdot \partial \varphi} \quad (3.95)$$

$$\frac{\partial}{\partial \rho} i(\rho, \varphi) = -u(\rho, \varphi) \cdot \rho^2 \cdot \partial \varphi \cdot (G_{SS} + j\omega \cdot C_{SS}) \quad (3.96)$$

Derivând relația pentru tensiune (3.79) pentru a obține a doua derivată în raport cu variabila spațială și introducând relația pentru curent (3.96) în această derivată se poate construi ecuația diferențială pentru unda de tensiune [14].

$$\frac{\partial^2}{\partial \rho^2} u(\rho, \varphi) + \frac{2}{\rho} \cdot \frac{\partial}{\partial \rho} u(\rho, \varphi) - \gamma^2 \cdot u(\rho, \varphi) = 0 \quad (3.97)$$

$$\gamma = \sqrt{(R_S + j\omega \cdot L_S) \cdot (G_S + j\omega \cdot C_S)} \quad (3.98)$$

Ecuația (3.97) ce se obține pentru unda de tensiune este o ecuație ce descrie o undă sferică, asta deși unda care se stabilește în realitate este o undă cilindrică. Constanta de propagare are o formă asemănătoare cu cea determinată pentru funcționarea suprafețelor ortogonale sau a celor pseudo-ortogonale. Mai mult, dacă se face de-normarea, respectiv multiplicarea cu unitatea de lungime a parametrilor suprafeței obținute, constanta de propagare va fi identică cu cea pentru suprafețele cvadrilaterale ortogonale.

Pentru unda de curent se repetă algoritmul, derivând de data aceasta relația pentru curent:

$$\frac{\partial^2 i(\rho, \varphi)}{\partial \rho^2} - \frac{2}{\rho} \cdot \frac{\partial i(\rho, \varphi)}{\partial \rho} - \gamma^2 \cdot i(\rho, \varphi) = 0 \quad (3.99)$$

Se observă că ecuația pentru unda curent (3.99) diferă de cea de tensiune printr-un semn, soluția ei fiind diferită ca formă față de cea a undei de tensiune (un rezultat asemănător a fost obținut pentru cazul discului simplu excitat în centru). Valoarea constatei de propagare este identică (cum era de așteptat) și pentru unda de curent.

Soluția pentru unda de tensiune va avea, de data aceasta, o expresie matematică analitică explicită (asemănătoare până la un punct) cu cea de la propagarea sub formă de undă plană. Cei doi termeni se obțin ca funcții Hankel sferice de speța unu și doi și ordin 0. Deoarece funcțiile Hankel au forma explicită pentru cazul sferic, soluția finală se va putea reduce la forma exponențială următoare [14]:

$$u(\rho, \varphi) = -\frac{U_0^D}{\gamma \cdot \rho} \cdot e^{-\gamma \cdot \rho} + \frac{U_0^R}{\gamma \cdot \rho} \cdot e^{\gamma \cdot \rho} \quad (3.100)$$

Se remarcă dependența invers proporțională de distanța ρ până la originea sistemului de coordonate, specifică propagării sferice. Acest lucru înseamnă că pe măsură ce un observator se deplasează dinspre punctul central către periferia suprafeței, unda de tensiune obținută va fi de amplitudine din ce în ce mai mică.

Pentru determinarea soluției pentru ecuația undei de curent se folosește faptul că soluția obținută pentru unda de tensiune trebuie să verifice ecuația (3.95) atât pentru unda directă cât și pentru unda reflectată. Desigur, pentru unda directă de tensiune se va obține soluția undei directe de curent, respectiv pentru unda reflectată de tensiune se va obține soluția undei reflectate de curent. Așadar, pentru unda directă se va putea scrie:

$$i_D(\rho, \varphi) = -\frac{\partial}{\partial \rho} u_D(\rho, \varphi) \cdot \frac{\rho^2 \cdot \partial \varphi}{R_{SS} + j\omega \cdot L_{SS}} \quad (3.101)$$

$$i_D(\rho, \varphi) = I_0^D \cdot e^{-\gamma \cdot \rho} \cdot \frac{1 + \gamma \cdot \rho}{\gamma} \quad (3.102)$$

Relația **(3.102)** obținută pentru unda directă de curent, pe lângă dependența exponențială de distanța până la centrul sistemului de coordonate, mai prezintă o dependență suplimentară, tot complexă, dată de termenul $1 + \gamma \cdot \rho$. Modulul acestui termen este crescător odată cu creșterea distanței ρ . Pentru cazul unui sistem fără pierderi (deci constanta de propagare γ de valoare pur imaginară), acest lucru se traduce în creșterea amplitudinii undei de curent pe măsură ce punctul în care se face observația este mai departe de generatorul central. Pentru cazul general, comportarea amplitudinii undei de curent depinde de care dintre termenii din relație va fi dominant – termenul scăzător exponențial, dat de constanta de atenuare (partea reală a constantei de propagare complexe), respectiv termenul crescător $1 + \gamma \cdot \rho$. Evident, este posibilă și o comportare mixtă – scăzătoare și crescătoare, în funcție de poziția față de originea sistemului de coordonate.

Ca un corolar la această discuție despre variația modulului undei directe de curent, cel puțin pentru cazul fără pierderi, modulul impedanței caracteristice trebuie să scadă odată cu creșterea distanței, cu atât mai mult cu cât modulul undei de tensiune este și el scăzător.

Pentru unda inversă de curent se va repeta același algoritm, având ca punct de plecare soluția pentru unda reflectată de tensiune care trebuie să verifice aceeași ecuație **(3.95)**.

$$i_R(\rho, \varphi) = I_0^R \cdot e^{\gamma \cdot \rho} \cdot \frac{1 - \gamma \cdot \rho}{\gamma} \quad (3.103)$$

Un lucru remarcabil în ce privește soluția **(3.103)** este diferența destul de importantă față de soluția pentru unda directă – termenul suplimentar introdus în relație față de unda inversă de tensiune fiind $1 - \gamma \cdot \rho$. Totuși, trebuie remarcat că, în modul, cele două soluții pentru unda de curent au aceeași variație, diferența între ele fiind doar de fază. Această diferență de fază între soluții are o formă relativ complexă, dependentă și de poziția în suprafață, spre deosebire de cazul propagării undelor plane (cazul liniilor de transmise sau al suprafețelor ortogonale), unde diferența de fază dintre cele două unde este fixă (180 de grade).

Combinând rezultatele obținute anterior, soluția completă pentru unda de curent (până la limita a două constante dependente de condițiile inițiale și de margine) se scrie:

$$i(\rho, \varphi) = I_0^D \cdot e^{-\gamma \cdot \rho} \cdot \frac{1 + \gamma \cdot \rho}{\gamma} + I_0^R \cdot e^{\gamma \cdot \rho} \cdot \frac{1 - \gamma \cdot \rho}{\gamma} \quad (3.104)$$

Următorul parametru important pentru suprafața de transmisie astfel obținută este impedanța caracteristică. Pentru determinarea acesteia se pleacă de la definițiile impedanței, fie ca raport dintre unda directă de tensiune și unda directă de curent, fie ca negativul raportului dintre unda inversă de tensiune și unda inversă de curent [43].

Folosind prima definiție și introducând relația astfel creată între curent și tensiune în ecuația (3.96), se va obține:

$$Z_C = \frac{u_D(\rho, \varphi)}{i_D(\rho, \varphi)} \quad (3.105)$$

$$Z_C = \frac{1}{(1 + \gamma \cdot \rho) \cdot \rho} \cdot \frac{R_{SS} + j\omega \cdot L_{SS}}{\partial \varphi} \quad (3.106)$$

În relația (3.106), la fel ca pentru cazul pseudo-ortogonal, nu există restricții cu privire la unghiul la centru al sectorului considerat, astfel încât pentru determinarea impedanței caracteristice se va considera întreaga deschidere unghiulară. Înmulțind și împărțind ultima relație determinată anterior cu constanta de propagare se va putea scrie relația finală pentru impedanța văzută de unda directă într-o formă asemănătoare cu cea pentru propagarea sub formă de undă plană.

$$Z_{CD} = \frac{1}{\varphi} \cdot \frac{\gamma}{(1 + \gamma \cdot \rho) \cdot \rho} \cdot \sqrt{\frac{R_{SS} + j\omega \cdot L_{SS}}{G_{SS} + j\omega \cdot C_{SS}}} \quad (3.107)$$

Și aici se poate rescrie relația în funcție de parametrii superficiali ai suprafeței tratate în coordonate carteziane prin extragerea de sub radical a lungimii standard de 1m. De data aceasta însă lungimea standard folosită pentru conservarea unităților de măsură intervine la numărător:

$$Z_{CD} = \frac{1m}{\varphi} \cdot \frac{\gamma}{(1 + \gamma \cdot \rho) \cdot \rho} \cdot \sqrt{\frac{R_S + j\omega \cdot L_S}{G_S + j\omega \cdot C_S}} \quad (3.108)$$

Pentru unda inversă trebuie refăcute calculele anterioare considerând de data aceasta și semnul „-” datorat convenției de alegere a sensului curentului reflectat [43]:

$$Z_C = -\frac{u_R(\rho, \varphi)}{i_R(\rho, \varphi)} \quad (3.109)$$

Făcând aceeași presupunere cu privire la deschiderea unghiulară, respectiv înmulțind și împărțind relația cu constanta de propagare (pentru a aduce relația la o formă standard), se obține o soluție asemănătoare cu cea pentru unda directă, singura diferență între ele fiind semnul din paranteza de la numitor:

$$Z_{CR} = \frac{1}{\varphi} \cdot \frac{\gamma}{(\gamma \cdot \rho - 1) \cdot \rho} \cdot \sqrt{\frac{R_{SS} + j\omega \cdot L_{SS}}{G_{SS} + j\omega \cdot C_{SS}}} \quad (3.110)$$

Este interesant de remarcat faptul că cele două impedanțe – cea văzută de unda directă (3.107), respectiv cea văzută de unda inversă (3.110) – nu sunt egale, între cele două existând o diferență de fază. În modul, însă, cele două relații pentru impedanța caracteristică produc aceeași valoare.

Un alt lucru ce se poate remarca studiind cele două relații este faptul că impedanța caracteristică scade, prin ambii termeni de la numitor, pe

măsură ce punctul considerat are coordonata ρ mai mare, așa cum a fost deja presupus în momentul determinării soluției pentru unda de curent.

Ca ultimă observație – și impedanța pentru undele reflectate se poate rescrie în funcție de parametrii specifici pentru suprafața cvadrilaterală prin extragerea lungimii standard de sub radical:

$$Z_{CR} = \frac{1m}{\varphi} \cdot \frac{\gamma}{(\gamma \cdot \rho - 1) \cdot \rho} \cdot \sqrt{\frac{R_S + j\omega \cdot L_S}{G_S + j\omega \cdot C_S}} \quad (3.111)$$

În ce privește configurația de undă staționară, dacă se consideră o reflexie totală la marginea dinspre sarcină a suprafeței de transmisie astfel încât în nodul în care se face injecția de semnal să rezulte o condiție de gol (amplitudinea undei reflectate va coincide cu cea a undei directe), se va putea face următoarea demonstrație (se admite o valoare pur imaginară pentru constanta de propagare, dată de constanta de fază β – acest lucru însemnând fie lucrul cu sisteme cu pierderi neglijabile, fie lucrul cu sisteme cu pierderile compensate) [14]:

$$u(\rho, \varphi) = \frac{U_0^D}{j \cdot \beta \cdot \rho} \cdot (-e^{-j \cdot \beta \cdot \rho} + e^{j \cdot \beta \cdot \rho}) \quad (3.112)$$

Aplicând în relația anterioară formula lui Euler pentru exponențialele complexe va rezulta o relația mult simplificată pentru configurația de undă staționară [14]:

$$u(\rho, \varphi) = 2 \cdot U_0^D \cdot \text{sinc}(\beta \cdot \rho) \quad (3.113)$$

Calculul complet se găsește în anexa A4.

Și pentru cazul acestui disc se va obține o configurație salfazică a semnalului, cu faza semnalului prezentând salturi de 180 de grade la trecerile prin 0 ale funcției sinus cardinal. Lungimea de undă a semnalului pe acest disc pseudo-sferic coincide cu lungimea de undă ce se obține pentru configurațiile cvadrilaterale ortogonale de parametri superficiali echivalenți (cum era de așteptat, din moment ce constantele de propagare vor avea aceeași valoare).

Un avantaj al acestei configurații față de configurațiile cvadrilaterale ortogonale, pentru aceeași constantă de propagare, este o variație mai lentă a amplitudinii semnalului pe suprafața de transmisie în funcție de distanța până la nodul generator. Acest fapt derivă din faptul că primul 0 al funcției cosinus (ce descrie configurația de undă staționară pentru undele electromagnetice plane) se obține după un sfert din lungimea de undă, în timp ce pentru funcția sinus cardinal, primul 0 se obține după o jumătate de lungime de undă. În felul acesta, prima porțiune în care amplitudinea semnalului de clock distribuit în circuitul integrat este utilizabilă pentru sincronizarea fără defazaj este aproape de două ori mai mare. Mai mult, prin inversarea generatorului cu sarcina ce realizează reflexia totală, așa cum s-a propus și pentru celelalte configurații disc, se obține o creștere a amplitudinii semnalului distribuit pe măsură ce crește distanța față de generator.

3.3.5 Metode de ajustarea a parametrilor discurilor

În acest moment, este utilă discuția amintită anterior cu privire la modurile în care se pot ajusta parametrii superficiali pentru discurile pseudo-ortogonale, respectiv pentru cele pseudo-sferice.

Așa cum s-a spus când a fost introdus conceptul de ajustarea a parametrilor pentru transformarea modului de propagare a undei electromagnetice între cele două suprafețe conductoare, probleme deosebite ridică ajustarea rezistenței superficiale, respectiv a inductanței superficiale deoarece alterarea acestor parametri este efectivă de direcția de propagare a semnalului. În plus, cum a fost menționat când a fost propusă metoda de distribuire salfazică a semnalului de tact pe circuitele integrate, din moment ce grosimea oxidului de grilă folosit la tranzistoarele MOS este cu cel puțin un ordin de mărime mai mică decât grosimea nivelului izolator dintre substrat și nivelurile de metalizare, capacitatea dominantă în sistem este cea a porților tranzistoarelor acționate de către semnalul de tact. Din acest motiv, structura fizică a sistemului de distribuție are doar un rol secundar asupra capacității (și a conductanței) iar ajustarea acestor doi parametri se va face prin modificarea artificială a încărcării cu sarcini acționate de către semnalul de tact (de exemplu, introducerea de tranzistoare de clock dummy în structura circuitului integrat pentru a crește capacitatea specifică). Cu alte cuvinte, ajustarea se va face prin introducerea efectivă în schema a unor capacități sau conductanțe concentrate – elemente de circuit care se vor regăsi în raport 1:1 și în structura fizică de siliciu.

În ce privește rezistența, respectiv inductanța specifică, dintr-un punct de vedere naiv, și alterarea acestor doi parametri, trebuie să se facă prin inserierea unor rezistențe sau inductanțe pe calea de semnal. Din punct de vedere practic, această abordare este imposibilă, tehnologiile de fabricație fiind incapabile să producă aceste elemente de circuit la dimensiunile fizice necesare (suficient de mici încât să poată fi considerate punctuale, sau concentrate). Din acest motiv, adaptarea în funcție de distanța de la centrul sistemului de coordonate trebuie să se facă prin modificări în structura fizică sau a proprietăților sistemului. Aceste modificări ale sistemului se pot realiza prin măsuri de proiectare, respectiv prin măsuri tehnologice.

Din cauza limitărilor tehnologice (respectarea regulilor de densitate pe nivelurile de metalizare), suprafețele conductoare ce intră în componența discului de distribuție de tact nu pot fi realizate ca suprafețe pline (care ar avea o densitate de 100% din suprafața circuitului integrat). În practică, planele conductoare vor trebui modelate echivalent printr-o rețea de trasee încrucișate, așa cum a fost prezentat și în [12], cu ochiurile rețelei suficient de mici astfel încât efectele perturbatoare să fie neglijabile la frecvența de lucru.

Realizarea sub formă de rețea de trasee a suprafețelor conductoare folosite la distribuția de semnal de tact permite introducerea unor măsuri de proiectare pentru ajustarea parametrilor echivalenți, și anume, modificarea lățimii traseelor și a densității de rutare pentru nivelul de metalizare ce formează suprafața conductoare. Inspectând relația (3.1) (dar și relațiile (3.15) și (3.14) deduse pentru inductanță) se constată că rezistența specifică este direct proporțională cu lungimea elementară a celulei, respectiv invers proporțională cu lățimea celulei.

Considerând celula elementară conform figurii 3.27 (ca notă, această celulă elementară este validă pentru oricare dintre tipurile de excitare ale suprafeței, fie în coordonate carteziene, fie în coordonate polare – așa cum s-a arătat în cadrul acestui capitol de extensii

bidimensionale, toți parametrii de circuit pot fi reduși la parametrii pentru modelul în coordonate carteziene, deci același model fizic pentru structură acceptă toate modurile de excitare), lățimea celulei este o lățime echivalentă a celulei, dată practic de numărul de trasee care compun celula.

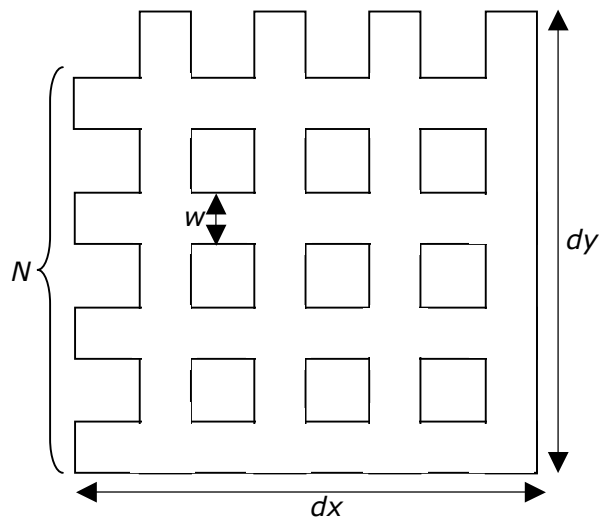


Fig. 3.27 Rețea de trasee conductoare folosită în construcția suprafețelor salfazice

Astfel:

$$R = \frac{\sigma}{g} \cdot \frac{dx}{N \cdot w} \quad (3.114)$$

$$R = \frac{1}{N} \cdot R_S \cdot \frac{dx}{w} \quad (3.115)$$

Considerând propagarea doar după una dintre cele două axe ale sistemului de coordonate atașat celulei elementare, rezistența echivalentă a acesteia se poate aproxima conform relației (3.115), ca fiind o grupare în paralel N rezistențe de trasee elementare de lățime w și lungime dx . Se constată că valoarea depinde de numărul N de trasee orientate după direcția de propagare (deci de densitatea de rutare), respectiv de raportul dintre lungimea dx a celulei și lățimea w a traseelor elementare paralele cu direcția de propagare. Din punctul de vedere al modelării sistemului, nu se poate exercita control asupra valorilor dx , respectiv dy , acestea fiind date de frecvența de lucru și de dimensiunile fizice ale ariei pe care trebuie să se facă distribuirea semnalului de tact. **Rezultă așadar că ajustarea rezistenței celulei elementare prin măsuri de proiectare se poate face numai prin modificarea lățimii w a traseelor, respectiv prin modificarea densității lor.**

Din păcate, în special pentru cazul pseudo-ortogonal unde rezistența specifică a suprafeței salfazice trebuie să crească pe măsura depărtării de origine, conform definiției (3.73), modificarea lățimii traseelor se va lovi de bariera

dimensiunilor minime impuse tehnologic, punct în care nu va mai fi posibilă scăderea lăţimii. O compensare parţială se poate face prin modificarea şi a densităţii de rutare, dar şi în acest caz, de la un anumit prag, comportarea sistemului ca suprafaţă de transmisie va fi perturbată (discontinuităţile introduse de ochiurile reţelei din care este formată suprafaţa conductoare încep să nu mai poată fi neglijate la frecvenţa de lucru). Figura 3.28 reprezintă o astfel de posibilitate [14].

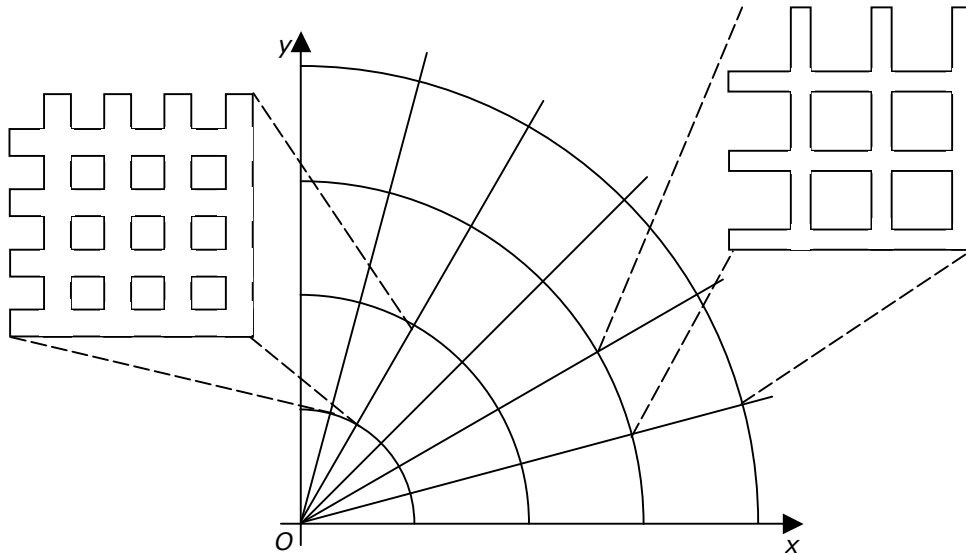


Fig. 3.28 Ajustarea parametrilor de model RLCG prin varierea densităţii de trasee conductoare

Trebuie făcută observaţia că metoda descrisă de ajustare prin modificarea densităţii de rutare şi / sau a lăţimii traseelor are influenţă şi asupra inductanţei specifice a suprafeţei (în fond, relaţiile de definiţie pentru inductanţă şi rezistenţă prezintă acelaşi tip de variaţie în funcţie de dimensiunile fizice ale sistemului). Totuşi, din cauza efectelor de cuplaj în câmp magnetic, respectiv de deformare uşoară a liniilor de câmp magnetic din cauza ochiurilor suprafeţei de transmisie, inductanţa superficială nu se va modifica în aceeaşi măsură cu rezistenţa specifică, fiind necesare compensări adiţionale.

În situaţia în care nu se reuşeşte ajustarea completă pe baza metodei anterioare, compensarea finală, cel puţin a parametrului rezistenţă superficială, se va putea face prin luarea unor măsuri tehnologice – adică de modificare a procesului de fabricaţie a circuitelor integrate. Aceste intervenţii aduse procesului tehnologic se pot aplica atât proceselor de serie mică, experimentale, cât şi proceselor având volume de producţie foarte mari.

Astfel, pentru alterarea rezistenţei superficiale, din categoria metodelor care se pretează proceselor experimentale, o ajustare posibilă ar fi prin alterarea chimică a rezistivităţii (de exemplu prin implantarea selectivă de impurităţi în nivelurile de metalizare folosite).

Tot la această categorie pentru sisteme de serie mică s-ar încadra și depunerea cu o grosime neuniformă a conductoarelor, conform figurii 3.29, zona din jurul originii necesitând o înălțime mai mare față de cea dinspre sarcină.

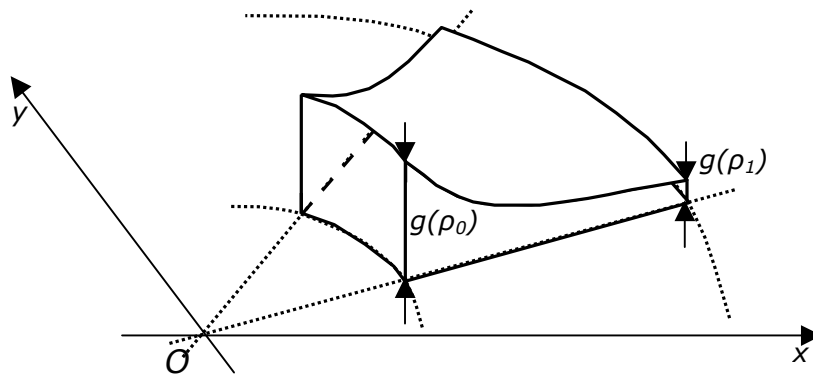


Fig. 3.29 Ajustarea rezistenței specifice pentru circuite experimentale prin modificarea înălțimii materialului conductor

Trebuie făcută însă și observația că relația dintre grosimea conductorului și rezistența acestuia va fi neliniară din cauza efectului pelicular. Astfel, în zonele în care este necesară o înălțime mică pentru nivelul de metalizare, adâncimea de pătrundere va fi comparabilă cu dimensiunea fizică a traseului și rezistența obținută va fi relativ independentă de frecvență. În schimb, în zona originii sistemului de coordonate, grosimea conductoarelor și adâncimea de pătrundere a curentului pentru frecvența de lucru la care se folosește distribuția de tact nu vor mai fi comparabile și rezistența obținută se va plafona la o valoare stabilită, nu de înălțimea nivelului de metalizare, ci de adâncimea de pătrundere. Mai mult, această valoare a rezistenței va depinde de frecvența semnalului distribuit.

O soluție care se pretează ușor a fi adaptată proceselor de fabricație în serie mare constă în corodarea parțială de cavități (un termen potrivit pentru limba engleza ar fi „pits”) în nivelul de metalizare folosit la realizarea distribuției de tact – figura 3.30. Corodarea se poate face printr-un proces similar celui prin care se obțin trecerile între diferitele niveluri de metalizare. Pentru aceasta, proiectantul rețelei de distribuție va desena o mască suplimentară ce va conține definiția și distribuția cavităților în funcție de rezistența superficială ce trebuie creată. Din acest desen, în procesul tehnologic se va obține o mască litografică folosită pentru izolarea porțiunilor ce nu vor fi afectate de corodare. Pașii suplimentari ce se introduc în proces sunt similari restului etapelor de prelucrare [2], [48], [49] – depunerea unui strat de fotorezist, expunerea acestuia prin intermediul măștii litografice, fixarea și dezvoltarea fotorezistului urmată de baia de corodare a nivelului de metalizare. În final, după înlăturarea măștii de fotorezist, procesul de fabricație poate continua după structura originală. Avantajul acestei metode constă în faptul că procesul de corodare este uniform (în sensul că nu necesită o aplicare locală) pe întreaga suprafață a

wafer-ului de siliciu, permițând procesarea simultană a unui lot mare de circuite integrate.

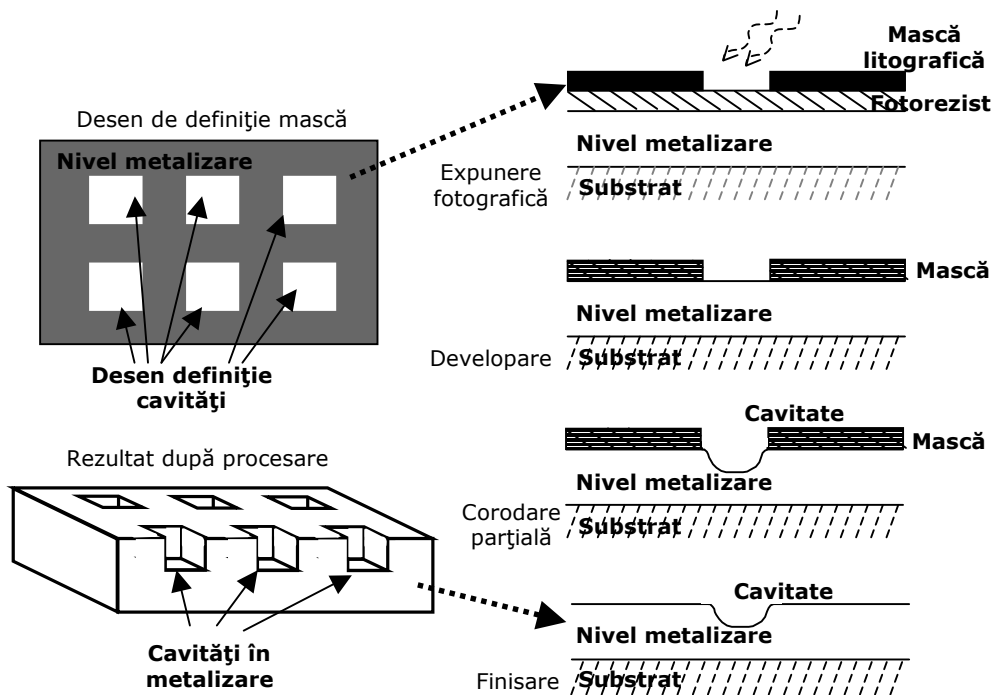


Fig. 3.30 Ajustarea rezistenței specifice în producția de serie prin modificarea procesului de metalizare

Ajustarea finală a valorii inductanței superficiale este operația cea mai dificilă, dar și aici se pot pune în evidență câteva variante de proiectare (în plus față de cele descrise anterior), respectiv de tehnologie.

Ca variantă de proiectare, pornind de la relația de definiție (3.14) a inductanței per pătrat, un control suplimentar al valorii se obține prin modificări după axa Oz a sistemului. Astfel, dacă se crește grosimea stratului dielectric ce separă suprafețele conductoare, aria inductanțelor elementare va crește în mod corespunzător – și implicit și valoarea inductanței. Acest lucru se obține fără alterarea dimensiunilor elementare dx și dy , deci fără modificări în planul în care are loc propagarea undei electromagnetice. Figura 3.31 prezintă o metoda de ajustare a grosimii dielectricului pretabilă pentru seriile mici de fabricație a circuitelor integrate. Modificarea grosimii stratului dielectric, fără intervenții în procesul tehnologic, este posibilă doar prin folosirea mai multor niveluri de metalizare pentru realizarea rețelei de distribuție, așa cum se vede în figura 3.32 [14].

Ca exemplu, presupunând planul de referință realizat pe al patrulea nivel de metalizare (primele trei niveluri rămânând disponibile pentru conexiunile necesare realizării funcției sistemului), pentru o structură pseudo-ortogonală la care inductanța trebuie să crească odată cu creșterea razei ρ , al doilea plan conductor, în

jurul originii sistemului de coordonate va fi realizat pe al cincilea nivel de metalizare. La o oarecare distanță de origine (dictată de dimensiunile fizice ale sistemului și de frecvența de lucru), se va face o trecere de pe nivelul cinci pe nivelul șase pentru suprafața superioară a discului de distribuție. La o distanță (cel mai probabil dublul primei tranziții) se va mai face o trecere de la nivelul șase la nivelul șapte de metalizare.

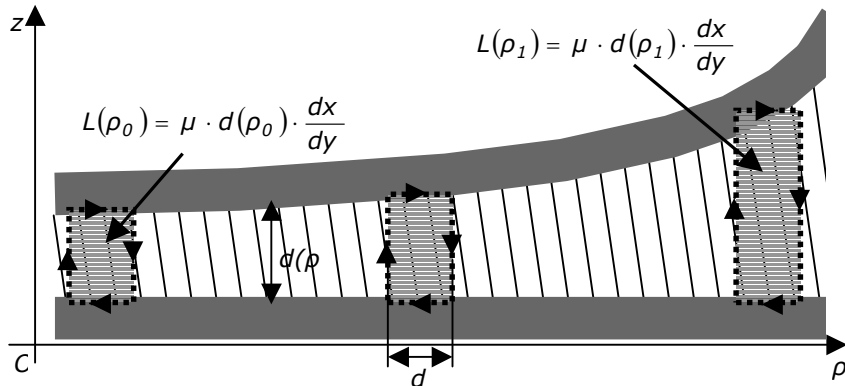


Fig. 3.31 Ajustarea inductanței specifice pentru circuite experimentale prin ajustarea grosimii stratului dielectric

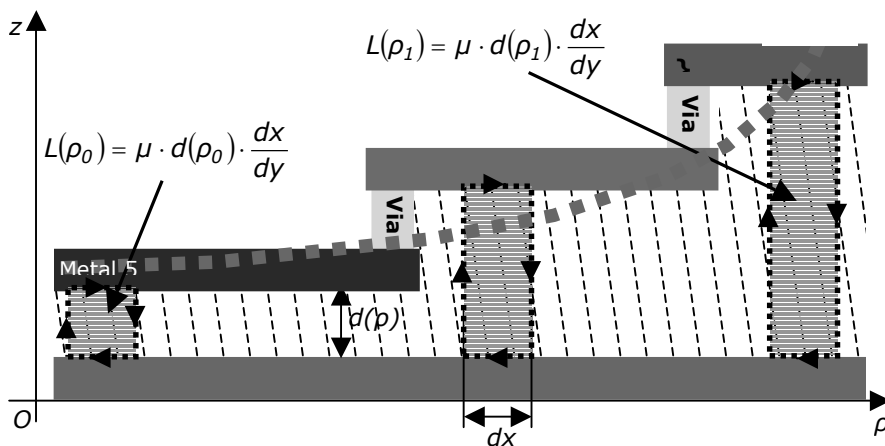


Fig. 3.32 Ajustarea inductanței specifice pentru circuite de serie prin folosirea mai multor niveluri de metalizare

Se constată că metoda e aplicabilă doar în tehnologiile cu un număr mare de metalizări, cel puțin opt, metalizări de la care se cer proprietăți similare (se include aici rezistivitate, dimensiuni minime, densități de rutare). Mai mult, nivelurile suplimentare introduse în realizarea distribuției de tact nu mai pot fi folosite pentru alte semnale (eventual, zona originii sistemului de coordonate ar putea admite alte structuri funcționale pe aceste niveluri).

Și pentru cazul ajustării inductanței este posibilă o metodă care se pretează fabricației în masă a circuitelor integrate, asemănătoare cu cea pentru ajustarea rezistenței. De data aceasta, corodarea parțială nu se mai face în nivelul de metalizare ci în substratul dielectric ce separă cele două suprafețe conductoare. Astfel, pentru cazul pseudo-ortogonal, în jurul originii va fi necesară subțierea oxidului de siliciu pentru a obține o suprafață echivalentă mai mică pentru buclele elementare.

Prin introducerea unei măști suplimentare în cadrul procesului de fabricație va fi posibilă generarea unor „canale” în nivelul dielectric. Densitatea acestor canale (ca număr, respectiv ca lungime sau lățime a lor) va fi descrescătoare pe măsură ce poziția lor este mai depărtată de originea sistemului de coordonate. După această corodare parțială pentru crearea canalelor vor urma procesele normale de depunere a nivelurilor de metalizare. Nivelul conductor va umple complet aceste canale, însemnând o grosime echivalentă a dielectricului mai mică în jurul originii discului de distribuție a semnalului tact. Ca un efect secundar al modificării grosimii nivelului de metalizare, odată cu scăderea inductanței specifice, se va obține și scăderea rezistenței specifice pentru suprafeței conductoare – exact cerința impusă pentru transformarea discului simplu în disc pseudo-ortogonal. Rezultă că o metodă simplă de modificare a procesului tehnologic permite ajustarea concomitentă atât a rezistenței cât și a inductanței. Mai mult, prin subțierea dielectricului ce separă cele două suprafețe conductoare se va obține și o creștere a capacității specifice, din nou, în concordanță cu cerințele impuse pentru transformarea discului simplu în disc pseudo-ortogonal (așa cum a fost menționat anterior însă, capacitatea specifică doar a structurii celor două plane are doar un rol secundar în determinarea parametrilor pentru discul de distribuție, efectul predominant fiind generat de capacitatea de poartă a tranzistoarelor acționate de către semnalul de tact).

3.3.6 Discuri salfazice practice

Având soluțiile teoretice anterioare pentru discurile salfazice, se pot construi câteva configurații practice realizabile în circuitele integrate pentru distribuirea unui semnal de clock [55]. Din nou, pentru simplificarea reprezentărilor soluțiilor practice, așa cum a fost făcut și pentru configurațiile ortogonale, figurile vor fi desenate prin proiecție ortogonală, cu vedere de sus.

Cum pentru cazul practic suprafața pe care se face distribuția semnalului este mărginită la cel mult suprafața circuitului integrat pe care se face distribuția semnalului de tact (de cele mai multe ori fiind limitată la dimensiuni chiar mai mici, impuse de diferitele domenii de clock existente în aplicație) rezultă că propagarea undei electromagnetice se face după un mod cvasi-TEM (la fel ca pentru cazul suprafețelor ortogonale, liniile de câmp magnetic sau electric nu vor mai fi complet conținute în mediul dielectric ce separă cele două plane paralele).

Pentru oricare dintre cele trei variante de disc salfazic (disc simplu, disc pseudo-ortogonal, respectiv disc pseudo-sferic), așa cum se observă în figura 3.33, schema de excitare a sistemului este identică, fiind vorba de un generator punctual situat în originea sistemului de coordonate, respectiv de o sarcină distribuită care să creeze o reflexie totală cu condiție de gol în nodul generatorului.

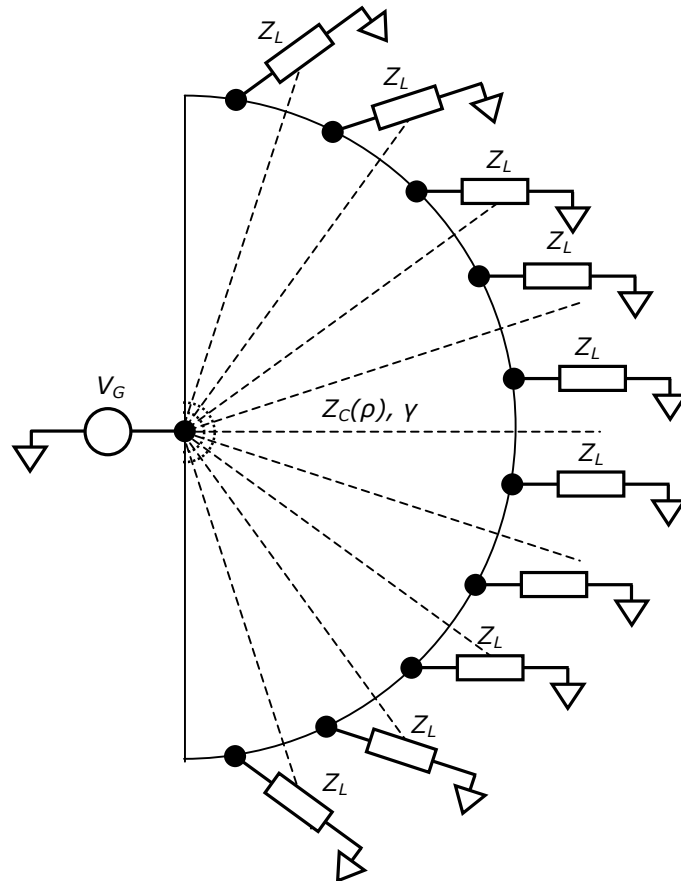


Fig. 3.33 Disc salfazic cu generator punctual și sarcină extinsă

Pentru cazul în care se dorește utilizarea discului pentru distribuirea în sens clasic a unui semnal – cu sarcina adaptată la impedanța caracteristică a discului de transmisie, doar discurile pseudo-ortogonale, respectiv pseudo-sferice sunt utilizabile, pentru discurile simple, neexistența unei viteze de fază bine precizate ducând la deformarea semnalului distribuit. Așa cum a fost amintit anterior după determinarea soluțiilor pentru unda de tensiune și de curent pentru discul simplu, soluțiile ecuațiilor pentru undele de tensiune și de curent sunt agnostice cu privire la care dintre termeni reprezintă unda directă, respectiv unda reflectată. Nimic nu restricționează utilizarea inversată a sistemului – având un generator distribuit echipotențial situat pe circumferința discului, respectiv o sarcină care să creeze o reflexie totală, plasată în originea sistemului de coordonate. Pentru oricare dintre cele două situații – generator punctual și sarcină distribuită, respectiv generator distribuit și sarcină punctuală, o aproximare suficient de bună pentru elementul distribuit se obține și aici folosind principiul lui Huygens, descompunând periferia discului de transmisie în n elemente punctuale care vor acționa ca

puncte generatoare secundare (fie generatoare pentru unda directă în cazul utilizării inversate, fie generatoare pentru unda reflectată) [55]. Figura 3.33 ilustrează o astfel de configurație în care se lucrează cu un generator punctual.

Pentru că unda electromagnetică se propagă după o direcție radială, nu va exista o circulație de curent după direcții tangențiale (după linii de rază constantă). Acest lucru este important pentru că permite introducerea unor fante radiale în discurile de transmisie fără afectarea modului de propagare a semnalului. În acest fel este posibilă fie extragerea semnalului distribuit de pe planele conductoare și folosirea lui la elementele de circuit acționate de către semnalului de clock, fie conectarea intrărilor sau ieșirilor blocurilor funcționale, respectiv a liniilor de distribuire a tensiunilor de alimentare.

I. Discuri salfazice inversate

Așa cum a fost amintit anterior, pentru că soluțiile pentru ecuațiile diferențiale ale undelor ce se stabilesc în discurile de transmisie nu conțin informație intrinsecă asupra „nodului” generator, respectiv asupra „nodului” de sarcină, structura salfazică se poate folosi în regim inversat, cu generatorul situat la periferia discului, rezultând din această metodă o serie de avantaje față de excitarea clasică [55].

Din cauza variației parametrilor de proces pentru tehnologiile de producție pentru circuitele integrate, condiția de reflexie totală nu poate să fie asigurată cu o sarcină fixă în toate condițiile de lucru, fiind necesară adaptarea acesteia în funcție de tensiunea de alimentare, temperatură, respectiv în funcție de condițiile fizice de proces. Cum, la excitarea clasică, sarcina distribuită folosită pentru crearea condiției de reflexie totală este descompusă într-un număr destul de mare de sarcini elementare, fiecare dintre aceste sarcini elementare necesită adaptarea la condițiile de lucru ale suprafeței salfazice. Orice decalaj între două sarcini elementare (și ținând cont de separarea fizică destul de mare între două sarcini situate în puncte extreme, în mod cert vor exista decalaje importante între acestea) va genera o abatere semnificativă față de condițiile salfazice ideale, decurgând de aici și diferențe de fază importante între punctele discului de distribuție a semnalului de tact.

Mutarea sarcinii de la periferia discului în centrul lui o transformă dintr-o sarcină distribuită într-una punctuală, rezultând de aici și simplificarea majoră în schema de ajustare a sarcinii. Se ridică însă problema creării unui generator distribuit, dar acest lucru, așa cum a fost detaliat pentru distribuțiile ortogonale, este destul de ușor de realizat, fie după o distribuție în sens clasic, de genul distribuție arborescentă, fie după o distribuție salfazică realizată pe o linie de transmisie suplimentară.

Un alt avantaj ce se obține în cazul distribuțiilor inversate disc simplu, respectiv disc pseudo-sferic, este creșterea amplitudinii semnalului salfazic odată cu apropierea de originea sistemului de coordonate. Cum a fost prezentat la introducerea metodei de distribuție salfazică a semnalului de tact, efectul reducerii amplitudinii pe linie se transformă, din cauza amplificării finite a bufferelor locale de clock, în diferență de fază între diferite puncte de pe linie. Efectul este cu atât mai pregnant cu cât se lucrează cu semnale de nivel mai mic. Rezultă deci că avantajul creșterii amplitudinii este unul important, pentru că o

amplitudine mărită va minimiza efectul amplificării finite asupra erorii de fază. Figura 3.34 ilustrează această configurație.

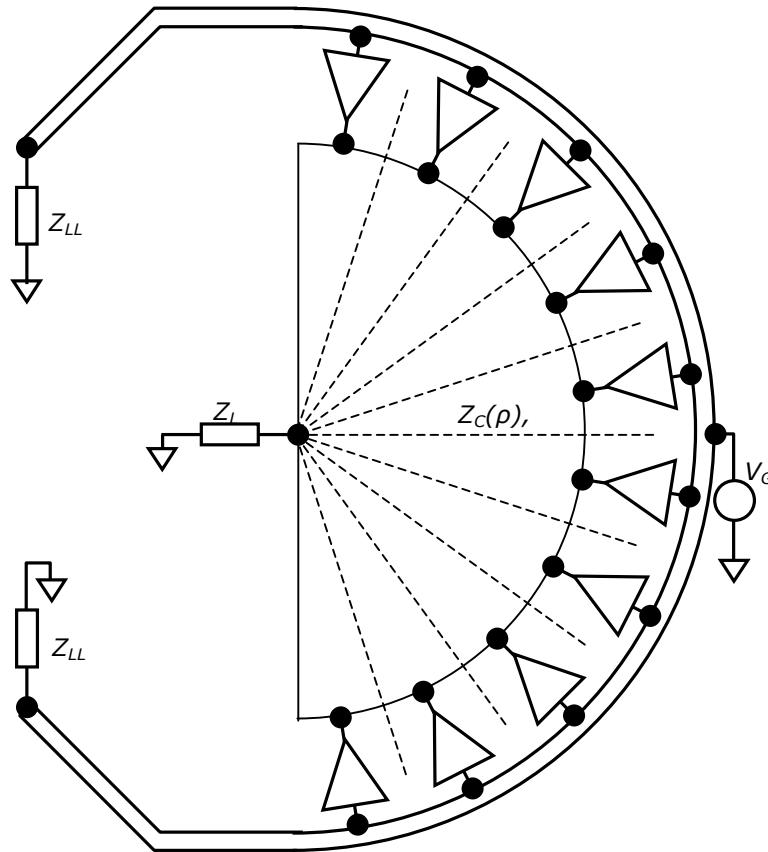


Fig. 3.34 Disc salfazic inversat cu generator extins (salfazic) și sarcină punctuală

Se remarcă gruparea amplificatoarelor folosite pentru culegerea semnalului de pe linia de transmisie salfazică în jurul generatorului pentru a putea profita de tronsoanele de linie în care amplitudinea semnalului este maximă. În figură, se observă notația diferită pentru impedanțele de sarcină pentru linia de transmisie salfazică, respectiv pentru discul salfazic. Acest lucru derivă din impedanțele caracteristice diferite pentru linia de transmisie, respectiv pentru discul de transmisie.

Referința [55] a simulat un astfel de disc pseudo-ortogonal inversat în care excitarea făcută de pe linia salfazică este culeasă de către 30 de buffere, fiecare având 30Ω impedanță de ieșire (impedanța totală a generatorului rezultă egală cu 1Ω). Impedanța caracteristică a discului simulat a fost de aproximativ $125m\Omega$. Raza discului simulat a fost de $15mm$, rezultând la frecvențele de lucru selectate $1.23GHz$, $2.46GHz$ și $3.28GHz$ lungimi relative de $3/16$, $3/8$ și respectiv de $1/2$ din lungimea de undă a semnalului distribuit. Așa cum se poate constata din figura 3.35, anelul unei staționare urmărește caracteristica așteptată pentru un disc pseudo-ortogonal.

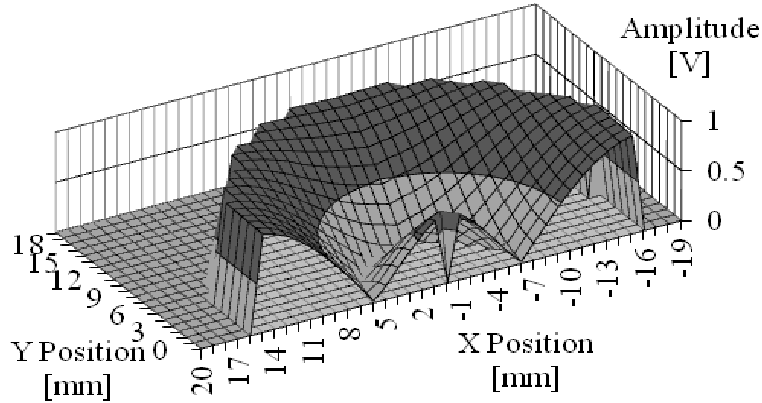


Fig. 3.35 Anvelopă de amplitudine pentru disc salfazic inversat, pseudo-ortogonal

Generatorul fiind plasat la extremitatea discului simulat, maximum de amplitudine pentru frecvența de 2.46GHz se obține la periferia structurii. Repetând și aici reprezentarea în secțiune așa cum a fost făcută pentru cazul ortogonal, se poate observa din nou configurația de undă staționară ce se stabilește pe diametrul discului, în funcție de frecvențele de operare selectate pentru simulare. Se constată din nou în figura 3.36 că nu se pot măsura în mod direct punctele de minim ale configurației de undă staționară pentru că se nu pot plasa puncte de test perfect pe coordonatele necesare.

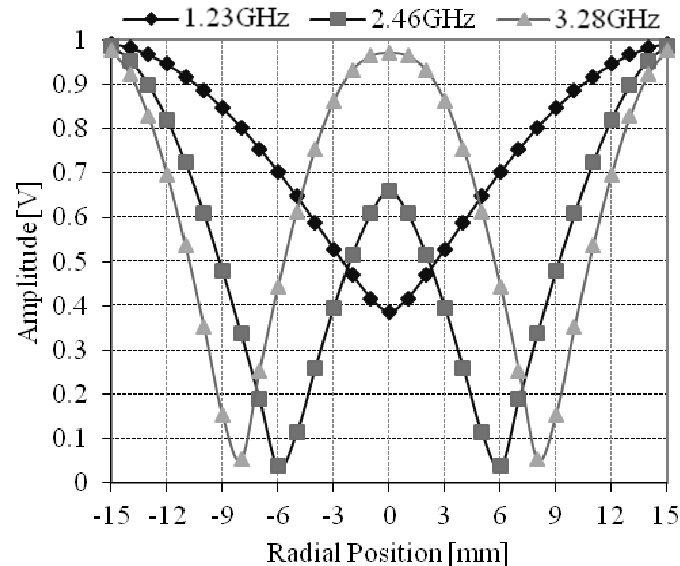


Fig. 3.36 Anvelope de amplitudine pentru diametrul discului salfazic inversa, în funcție de frecvența de operare

II. Discuri evantai salfazice inversate

Continuând ideea de distribuire salfazică și pe discul de transmisie așa cum a fost făcută pentru linia salfazică cu care s-a format generatorul distribuit, suprafața de transmisie se poate prelungi cu o linie ce pornește din originea sistemului de coordonate. Impedanța acestei linii suplimentare trebuie să coincidă cu impedanța caracteristică văzută în originea (sau în vecinătatea originii pentru a evita nedeterminarea) discului salfazic.

În felul acesta, lungimea electrică a rețelei de distribuție de tact se poate face egală cu o valoare precisă doar prin construcția geometrică a ei (lungimea este dependentă de tipul de disc considerat, astfel, pentru un disc pseudo-ortogonal trebuie ca lungimea electrică să fie un multiplu de un sfert din lungimea de undă, în timp ce pentru un disc pseudo-sferic, datorită configurației de undă staționară de tip sinus cardinal, această lungime trebuie să fie jumătate din lungimea de undă). Se remarcă din figura 3.37 similaritatea structurii cu forma unui evantai, de unde și denumirea distribuției.

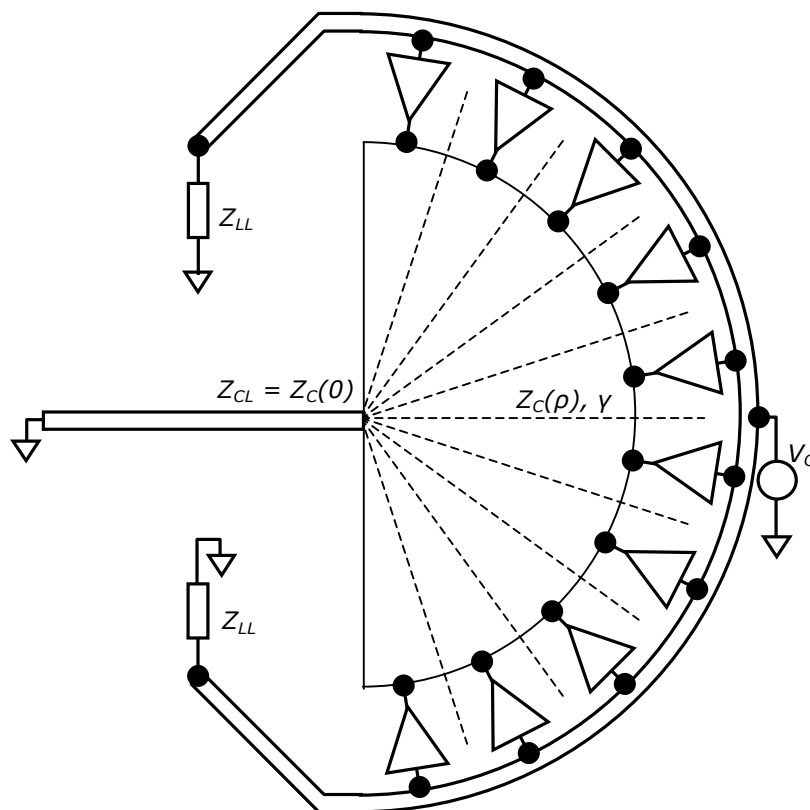


Fig. 3.37 Disc salfazic inversat, sub forma de evantai, cu sarcină tronson de linie de transmisie

Ca observație, pentru cazul pseudo-sferic, trecerea de la discul de transmisie la o linie de transmisie este posibilă doar în vecinătatea originii sistemului de coordonate întru-cât doar în acest punct impedanța caracteristică pentru unda directă are aceeași valoare cu cea pentru unda reflectată. Pentru cazul discului pseudo-ortogonal nu se pune această problemă, totuși, în alt punct este dificilă trecerea de la circumferința unui cerc (echivalent cu un generator distribuit) la punctul de început al liniei de transmisie.

Avantajul unei asemenea configurații de transmisie pentru distribuirea salfazică a unui semnal este simplitatea realizării sarcinii care asigură reflexia totală sub formă de scurt circuit. Într-adevăr, având stabilită o configurație de undă staționară, dacă în „nodul” generator se admite existența unui ventru de tensiune, atunci, la o distanță de un sfert de lungime de undă în cazul unui disc pseudo-ortogonal va exista neapărat un nod de tensiune, amplitudinea undei în acel punct fiind nulă.

Deoarece unui ventru de tensiune îi corespunde un nod de curent și, invers, nodului de tensiune îi corespunde un ventru de curent, rezultă că în punctul generator se va crea o condiție de gol (tensiune maximă, curent nul) iar în nodul în care are loc reflexia totală va rezulta o condiție de scurt circuit (tensiune nulă, curent maxim). Această situație este cea ideală din punctul de vedere al schemei salfazice.

Din punct de vedere practic, realizarea unui scurt circuit la capătul liniei electrice se poate face cu tranzistoare MOS (de dimensiuni relativ mari) sau, în cazul în care impedanța obținută prin această metodă nu este satisfăcătoare, chiar cu wire bonding, în momentul încapsulării circuitului integrat. Ajustarea configurației de undă staționară pentru obținerea soluției optime se poate face prin existența mai multor prize la care se poate face wire bonding-ul, eventual, prin existența mai multor tranzistoare plasate la intervale regulate, urmând ca în momentul calibrării să se stabilească ce priză va fi folosită sau ce tranzistor MOS trebuie să fie comandat pentru realizarea condiției de scurt circuit la distanța adecvată de nodul generator.

III. Discuri salfazice de rază simulată

Configurațiile de discuri salfazice prezentate până acum sunt, pentru cazul general al circuitelor integrate complexe, limitate datorită formei necesare care nu se pretează unei integrări ușoare într-un sistem în care blocurile funcționale sunt, de obicei, cel mult rectangulare. Chiar și în aceste condiții este posibilă realizarea unei rețele de distribuție de tip disc salfazic pseudo-ortogonal (introdusă prima dată în [12], dar fără introducerea completă a constrângerilor necesare) prin folosirea unei sarcini distribuite calculate în așa fel încât lungimile electrice să corespundă întregii raze a discului.

Pentru aceasta, se consideră discul simulat ca fiind împărțit în sectoare de cerc individuale, fiecare sector fiind acționat în origine de către generatorul de semnal și terminat la celălalt capăt cu o sarcină aleasă de așa manieră încât să producă reflexie totală însoțită de un defazaj ce compensează diferențele de lungime. Figura 3.38 prezintă o astfel de implementare – se observă dependența impedanței de sarcină de coordonata unghiulară a sectorului de cerc considerat.

Deoarece pentru discul pseudo-sferic impedanța pentru unda directă, respectiv pentru cea reflectată nu este identică, între cele două existând un defazaj dependent de poziția pe discul de transmisie, metoda simulării razei discului nu este realizabilă pentru această configurație (cel puțin nu este realizabilă cu un beneficiu net în ce privește complexitatea de implementare față de avantajul tehnic obținut).

Comparativ cu celelalte metode, inclusiv cele pentru suprafețele ortogonale, dezavantajul metodei constă în necesitatea determinării și reglării coordonate a unui număr destul de mare de sarcini individuale, astfel încât să fie mereu îndeplinite condițiile de lucru salfazic pseudo-ortogonale. Față de suprafețele salfazice ortogonale, metoda are avantajul utilizării unui generator punctiform, ușor realizabil la nivel de circuit integrat (în fond, punctul respectiv ar putea să fie chiar pinul de intrare pentru rețeaua de distribuție de tact, excitarea suprafeței făcându-se în mod direct, fără nici o amplificare sau prelucrare la nivel de circuit integrat).

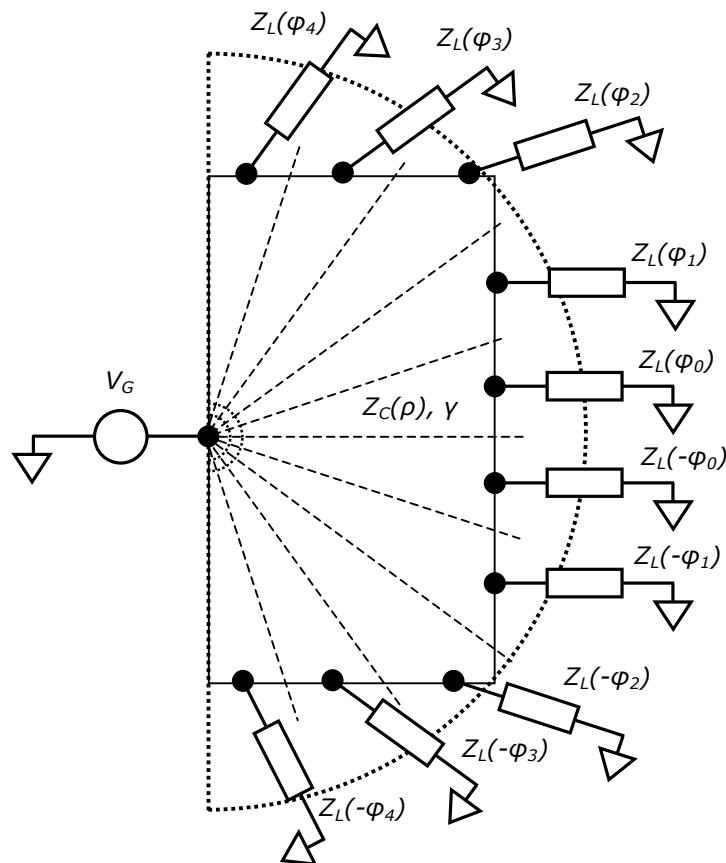


Fig. 3.38 Excitarea punctuală pentru o suprafață rectangulară – disc salfazic de rază simulată

3.4 Concluzii

Capitolul de față a fundamentat din punct de vedere teoretic metodele de extindere a rețelelor de distribuție de tact salfazice pentru structuri bidimensionale. Trebuie menționat că această fundamentare teoretică este completă, proiectantul de circuite integrate având la dispoziție toate informațiile teoretice necesare pentru construirea unei rețele practice folosind manualele de proiectare, respectiv modelele de simulare disponibile pentru tehnologia de fabricație aleasă.

Astfel, cu datele prezentate în subcapitolul 3.1, oricine va putea să determine parametrii specifici pentru structura aleasă a suprafeței salfazice pornind de la datele din manualul de proiectare. Dacă pentru topologiile ortogonale, determinarea parametrilor este relativ ușoară (mulți dintre ei se pot extrage direct din tabele, doar inductanța pune unele probleme), topologiile ce necesită tratarea în coordonate polare necesită câteva calcule elementare.

Din varietatea de metode de excitare pentru suprafețele de transmisie utilizate pentru distribuirea salfazică a semnalului de clock, au fost reținute în lucrarea de față pentru cercetare două dintre configurații, în principiu cele mai simple posibile – în ambele metode se vorbește despre un singur generator, respectiv despre o singură sarcină care asigură condiția de reflexie totală.

Prima metodă, deși nu cea mai evidentă, prezentată în subcapitolul 3.2, produce modelul matematic cel mai simplu, așa cum se poate constata din 3.2.2. În această metodă este necesară excitarea suprafeței de transmisie pe o latură întreagă, astfel încât unda ce se va propaga va fi, într-o aproximație suficientă, o undă plană. Din punct de vedere practic, acest lucru înseamnă că toate metodele aplicabile pentru liniile de transmisie se vor putea extinde și pentru această configurație. Mai mult, fiind vorba despre generalizare bidimensională, vor fi posibile și configurații noi. Singura problemă ce trebuie rezolvată este excitarea echipotențială pe o latură întreagă a suprafeței de transmisie – pentru acest lucru se folosește o aproximare de tip Huygens – frontul de undă necesar fiind produs prin suprapunerea unor fronturi de undă produse de mai multe generatoare elementare.

Au fost introduse **circuite practice originale** pentru **suprafețe salfazice ortogonale în care excitația distribuită este realizată cu ajutorul unei linii de transmisie salfazice adiționale (3.2.3.I), configurații salfazice pentru suprafețe ortogonale neregulate** (acest lucru derivă tocmai din creșterea numărului de dimensiuni pentru structură, pentru cazul unei linii simple de transmisie fiind imposibil) **(3.2.3.II), configurații salfazice ortogonale în E, cu avantajul că nu trebuie luate măsuri suplimentare pentru uniformizarea structurii** – modul de propagare fiind cvasi-TEM **(3.2.3.III), respectiv, pornind de la cea din urmă structură, o distribuție ortogonală complet salfazică, în care linia de transmisie adițională necesară producerii generatorului distribuit este confundată cu latura generatoare a structurii** (se elimină astfel amplificatoarele ce separă linia adițională de suprafața de transmisie) **(3.2.3.IV).**

A doua metodă, deși la prima vedere ar fi metoda cea mai simplă fiind vorba de excitarea directă cu un singur generator, introduce probleme deosebite în tratarea matematică. În principiu, excitarea suprafeței fiind punctuală, este de așteptat să se stabilească un regim de unde cilindrice, distribuția semnalului fiind sub forma unui disc.

Astfel, pe parcursul subcapitolului 3.3.2 se ajunge la concluzia că regimul de undă ce se stabilește în structură este unul complex, fără formă explicită pentru soluțiile ecuațiilor diferențiale (este vorba de funcții Bessel de spețele întâi și doi, de ordin 0). Totuși, prin artificiile prezentate în 3.3.5, parametrii specifici pentru discul

de transmisie se pot altera astfel încât, deși modul de propagare pentru unda electromagnetică rămâne sub formă de undă cilindrică, comportarea sistemului să mimeze comportarea unui sistem ortogonal, respectiv a unui sistem sferic.

Aceste două artificii originale, tratate în subcapitolele 3.3.3, respectiv 3.3.4, permit modelarea simplă a sistemului de distribuție a semnalului de tact, cu prețul unei ușoare creșteri a complexității sistemului final. Prețul plătit pentru aceste artificii este justificat în întregime de avantajele pe care cele două structuri obținute le prezintă.

Astfel, structura pseudo-ortogonală, prin natura ei, extinde metoda de distribuție a semnalelor din configurații ortogonale pentru cazul propagării sub formă de undă cilindrică. Este important de subliniat – metoda este aplicabilă nu numai pentru distribuția salfazică, ea permițând transportul pe suprafața circuitelor integrate a semnalelor de formă arbitrară. Ca exemplu tipic – având un singur pin de intrare, respectiv un singur pin de clock, un semnal analogic de frecvență foarte mare poate fi distribuit concomitent cu semnalul de tact pe întreaga suprafață a unui convertor analog numeric paralel. Distribuirea celor două semnale fiind făcută concomitent pe structuri similare, întregul convertor analog numeric va preleva același eșantion din semnalul analogic de intrare. Se remarcă faptul că metoda nu are nevoie de nici un amplificator suplimentar inserat pe rețeaua de distribuție de tact sau pe cea de distribuție a semnalului analogic.

Pentru metoda pseudo-sferică, avantajul principal apare în momentul introducerii **următorului element de noutate – și anume folosirea inversată a sistemului, în sensul că pozițiile generatorului, respectiv ale sarcinii sunt permutate.** Acest lucru este posibil deoarece soluțiile pentru cele două unde de tensiune – directă, respectiv reflectată – nu poartă în ele informație intrinsecă cu privire la modul în care au fost generate, fiind stabilite doar prin convenția de semn. **Prin inversarea lor, discul pseudo-sferic este capabil să genereze o configurație de undă staționară în care, deși la nodul generator este un ventru de tensiune, echivalent unei condiții de gol, amplitudinea semnalului distribuit crește pe măsură ce punctul considerat este mai depărtat de generator.** Acest principiu este valabil și pentru discul simplu, însă așa cum a fost amintit, efortul introdus de soluțiile de tip Bessel pentru ecuațiile diferențiale nu justifică implementarea practică.

Configurațiile originale introduse pentru discurile salfazice sunt, în principiu, valabile pentru oricare dintre cele trei tipuri cercetate, cu excepția ultimei configurații. **Astfel, utilizarea unui disc salfazic inversat, simplifică mult proiectarea sarcinii ce trebuie să asigure condiția de reflexie totală cu condiție de gol în nodul generatorului.** În plus, pentru cazul pseudo-sferic, are și avantajul creșterii amplitudinii semnalului, cu efect în minimizarea erorilor de fază pe întreaga suprafață (3.3.6.I). **Mai mult, prin trecerea de la discul de transmisie inversat la o simplă linie de transmisie conectată la originea discului, se obține discul de tip evantai – în care ajustarea configurației de undă staționară se poate realiza pur geometric, în funcție de locul în care se creează o condiție de scurt circuit pe linia suplimentară (3.3.6.II).**

În final, pentru cazul pseudo-ortogonal, este posibilă simularea razei discului de transmisie (3.3.6.III), cu avantajul major al adaptării metodei de distribuție pentru cazul suprafețelor ortogonale, întâlnite, de obicei, pe circuitele integrate.

Capitolul 4

Concluzii, contribuții și direcții noi de cercetare

Rețeaua de distribuție de tact este o componentă esențială pentru toate circuitele integrate digitale sincrone, proiectarea ei putând decide în final funcționarea sau nu a întregului sistem. Rolul ei este de a furniza pe întreaga suprafață de siliciu dedicată prelucrărilor numerice un semnal de referință de timp ce va controla fluxul de procesare de date din sistem. Blocurile logice acționate de către semnalul de tact pot să aibă abateri limită bine controlate relative unul față de celălalt pentru momentele în care vor face prelevarea, respectiv furnizarea eșantioanelor procesate. Aceste abateri impun valorile maxime acceptate pentru erorile de aliniere ale fronturilor active ale semnalului de clock transportat de către rețeaua de distribuție. În final, încadrarea în limitele de nealiniere („skew”) va determina comportamentul întregului circuit integrat la frecvența de funcționare impusă prin cerințele de proiectare.

Distribuirea în bune condiții, respectând totodată limitele de nealiniere cerute de către funcția logică, împreună cu minimizarea puterii consumate, pe suprafețe extinse (specifice circuitelor integrate moderne) a unui semnal de frecvență foarte mare în condițiile unei încărcări capacitive apreciabile constituie una dintre marile provocări pentru proiectantul de circuite integrate moderne. Problema este cu atât mai acută cu cât tendința actuală este aceea de a folosi limbajele de descriere hardware de nivel înalt nu numai pentru circuitele logice programabile de tip FPGA sau CPLD, ci și pentru sistemele proiectate la cerere. Desigur, în cazul utilizării circuitelor logice programabile de tip FGPA sau CPLD, în care rețeaua de distribuție a semnalului de tact este deja implementată, sarcina de proiectare a ei nu mai cade în atribuțiile utilizatorului circuitului integrat (de unde și falsa impresie că sinteza reușită a descrierii abstracte a sistemului încheie faza de design). Acest lucru nu înseamnă că ea nu a fost proiectată. Mai mult, fiind fixată în siliciu în momentul fabricării dispozitivului logic, va impune limitări de frecvență în schemele ce vor putea fi abordate de către utilizatorul final.

Soluționarea acestei probleme impune anumite decizii ce trebuie luate încă din primele stadii ale proiectului, cum ar fi tehnologia în care se va implementa sistemul, arhitectura pentru rețeaua de distribuție a semnalului de tact și, ca un efect strâns legat de acest lucru, familia de circuite logice ce se va utiliza.

Un alt aspect important de reținut este că prin scalarea dimensiunilor litografice minime pentru tehnologiile de fabricație CMOS, deși pare contraintuitiv, condițiile de funcționare și constrângerile de putere la care este supusă distribuția de clock devin tot mai severe. Acest lucru se întâmplă deoarece, în general, trecerea la un nou nivel tehnologic se justifică prin extinderea definiției sistemului (deci cu creșterea complexității) sau, eventual chiar concomitent, cu creșterea frecvenței de operare.

Așa cum a fost arătat în primul capitol în paragraful 1.1, efectul acesta este caracterizat prin funcția obiectiv definită ca produsul dintre dimensiunea sistemului $S(n)$ conformă cu referința [1] și frecvența maximă de operare F . Demonstrația făcută arată că pentru o funcție de circuit dată, produsul $S(n) \cdot F$ se menține cel puțin constant pe măsura evoluției tehnologice spre dimensiuni de componente din ce în ce mai mici. Un alt parametru introdus în teza actuală, în fapt o altă formă de exprimare a aceluiași efect ca cel definit de funcția obiectiv $S(n) \cdot F$, ce se poate folosi tot pentru caracterizarea rețelei de distribuție a semnalului de clock este efortul per tranzistorul unitate. Aceste două definiții nou introduse permit selectarea acelei topologii în care valoarea absolută a parametrului este mai mică, ceea ce echivalează cu o putere consumată mai mică fără degradarea frecvenței maxime de funcționare.

Stabilirea arhitecturii rețelei de distribuție de tact, așa cum a fost precizat, determină practic familia logică ce urmează să fie folosită. Astfel, pentru topologii pe principii clasice uzuale în care un amplificator mare (însă nelocalizat la o anumită coordonată specifică pe suprafața de siliciu), porțile sincrone folosite trebuie să fie capabile să opereze cu nealinierea reziduală ce se poate atinge considerând toate aspectele de circuit aflate sub controlul proiectantului. **Apare aici problema erorii de aliniere introdusă de neîmperecherea tranzistoarelor folosite la construcția rețelei de distribuție – așa cum a fost demonstrat în paragraful 1.3.3, respectiv în [3], oricât de bune ar fi măsurile întreprinse pentru minimizarea nealinierei semnalului de tact, tot timpul va rămâne o eroare dată de neîmperecherea elementelor active. Acest efect poate să fie atât de mare – în funcție de circuit, putând merge chiar până la 9% din perioada semnalului de tact – încât neconsiderarea lui poate duce la epuizarea întregului buget de skew doar pentru acest aspect, nerămânând nici o rezervă pentru alte surse de nealiniere.**

Pentru topologiile funcționând pe principii alternative, cu atât mai mult este critică selectarea familiei logice ce trebuie utilizate. Astfel, dacă se dorește reducerea puterii consumate prin reducerea saltului de tensiune pentru semnalul de tact este evident că poarta acționată de către acesta trebuie să accepte o amplitudine redusă pe intrarea de clock. Ca observație, pentru sistemele lucrând pe acest principiu, impactul neîmperecherii tranzistoarelor este mai mare prin ponderea mai mare pe care o are tensiunea de prag a componentelor active relativ la excursia de tensiune din porțile tranzistoarelor.

Dintre soluțiile pe principii alternative se remarcă în mod deosebit cele rezonante, în care energia injectată în rețeaua de distribuție de tact este în cea mai mare parte recirculată între elementele reactive din circuit. În general, acordul acestor topologii se face cu ajutorul unor inductoare construite pe pastila de siliciu și a capacității parazite acționate cu semnal de tact. În acest fel, sarcina rețelei este parte intrinsecă a principiului de funcționare, participând în activ la procesul rezonant. Puterea consumată de aceste configurații este dată doar de necesitatea compensării pierderilor și reprezintă doar o fracțiune din puterea utilizată în sistemele pe principii clasice.

A fost arătat însă în paragraful 1.4.1 că reducerea aceasta de putere de la rețele amintite nu se ridică la nivelul așteptărilor – în cazul reducerii amplitudinii semnalului de tact, este esențială metoda de generare a tensiunii de vârf reduce. Chiar dacă relația pentru puterea dinamică necesară acționării capacității de sarcină $P = C \cdot f_{CK} \cdot V_{VV}^2$ sugerează o dependență pătratică de amplitudinea V_{VV} a semnalului, utilizarea de

elemente liniare pentru reducerea tensiunii (regulatoare liniare, diode de deplasare de nivel, elemente pasive) modifică legea de variație, făcând-o liniară în funcție de amplitudine.

Pentru rețelele rezonante se poate constata că semnalul este distribuit doar pe o rețea de linii interconectate, marea suprafață a circuitului integrat fiind neacoperită. Pentru a putea comanda intrările de clock ale tuturor porților logice este necesară folosirea unei rețele locale funcționând pe principii clasice. Ținând cont de ponderea importantă pe care o are capacitatea efectivă a porților de tranzistoare din capacitatea totală a rețelei, puterea necesară acționării ei este comparabilă cu cea folosită în rețelele convenționale.

Distribuția de tact salfazică pare la prima vedere asemănătoare cu cele rezonante. Principiul de funcționare este însă cu totul diferit, și tocmai din această diferență rezultă și avantajele majore ale ei. Propusă prima oară la nivel de cablaj imprimat în [44], [45] și extinsă la nivel de capsulă de circuit integrat în [46] (folosind o placă metalică externă dispozitivului semiconductor), **a fost descrisă pentru prima oară la nivel de plachetă de siliciu în [12].** **Lucrarea de față vine în completarea referinței menționate anterior unde modelul teoretic nu a putut fi dezvoltat până la capăt iar aplicațiile au fost restrânse și empirice.**

Prin crearea unei configurații de undă staționară, spre deosebire de rețelele rezonante, distribuția salfazică acceptă un domeniu larg de frecvență de intrare. În timp ce rețelele rezonante sunt limitate de dimensiunile fizice ale plachetei de siliciu, distribuția salfazică depinde de o impedanță ce poate fi făcută controlabilă din exterior, eventual chiar exterioară sistemului. **Mai mult, deoarece liniile de transmisie se pot generaliza pentru structuri bidimensionale, rețeaua salfazică permite acoperirea directă a întregii arii active a circuitului, eliminând complet distribuțiile locale convenționale, cu impact deosebit în puterea disipată. Deoarece configurația de undă staționară prezintă regiuni extinse în care faza semnalului este constantă, independentă de coordonatele de poziție din sistem, rețeaua de distribuție de clock salfazică integrată pe siliciu oferă concomitent soluții pentru ambele probleme majore, cea de aliniere a tranzițiilor active ale semnalului în toate punctele circuitului, respectiv cea a puterii consumate.**

Pentru funcționarea corectă, o rețea de distribuție salfazică, așa cum s-a arătat în paragraful 2.1 are nevoie de compensarea pierderilor în conducție specifice circuitelor integrate. **S-a demonstrat că pentru alinierea corectă a semnalului de tact trebuie ca liniile de transmisie utilizate la construcția rețelei trebuie să fie cât mai apropiate de linii ideale, constanta de atenuare realizabilă pe nivelurile de metalizare disponibile în tehnologiile de fabricație CMOS moderne trebuind să fie redusă cu cel puțin un ordin de mărime [14].**

Paragraful 2.2 a tratat la nivel teoretic linia căreia i se compensează pierderile cu ajutorul unor circuite active generatoare de conductanță negativă. **S-au obținut rezultate pentru constanta de propagare a semnalului pe linie, impedanța caracteristică a acesteia, condiția de reflexie totală generală, respectiv pentru linia salfazică și, în final, coeficientul de reflexie la sarcină, considerând modularea impedanței.**

Analiza teoretică a fost necesară pentru obținerea unui algoritm de compensare automată a pierderilor. Pentru funcționarea optimă pe placheta de siliciu este necesară intervenția cât mai redusă a utilizatorului final asupra rețelei de distribuție a semnalului de tact. Cu cât nivelul de interacțiune al utilizatorului cu algoritmul de compensare a pierderilor este mai mare, cu atât mai complexă,

respectiv mai consumatoare de timp devine distribuția salfazăică. Pentru a preveni această situație este imperativ necesar ca problema compensării pierderilor să fie rezolvată strict pe placheta semiconductoare. Pentru aceasta, metoda propusă trebuie să fie robustă în fața erorilor de proces de fabricație, respectiv în fața devierilor aleatoare de la principiile salfazăice. Astfel, circuitul trebuie să facă distincție între eroarea de compensare a pierderilor și cea de stabilire a sarcinii pentru crearea condiției de reflexie totală. Suplimentar, compensarea trebuie să opereze pornind de la o configurație de circuit foarte asemănătoare cu cea de utilizare finală, trebuie să funcționeze în mod continuu și să măsoare mărimi fizice pentru care circuitul de măsură se pretează ușor la integrarea pe placheta de siliciu.

Analiza teoretică extinsă întreprinsă în paragraful 2.3 pentru linia cu pierderi parțial compensate a arătat că măsurarea diferenței de tensiune existente între minime consecutive ale configurației de undă staționară ar putea servi pentru calibrarea automată a circuitelor de compensare a pierderilor. S-a impus utilizarea unui tronson de linie salfazăică de lungime aleasă astfel încât să conțină cel puțin două minime ale configurației de undă staționară, deci practic, aceleași condiții de circuit (amplitudine, frecvență, lungime de undă, sarcină pentru reflexie totală) ca cele la care este supusă întreaga rețea. Pentru a compensa lipsa punctelor de test amplasate exact în nodurile de tensiune (situație imposibilă în realitate) s-a propus o metodă originală prin care minimele configurației pot fi deplasate periodic astfel încât să fie eșantionate de cel puțin un circuit de măsură – este vorba despre modularea sarcinii ce creează reflexia totală în jurul valorii ei curente. În felul acesta, indiferent de condițiile de proces rezultate în urma fabricării circuitului integrat, sau a condițiilor efective de operare (temperatură, tensiune de alimentare), este posibilă eliminarea pierderilor liniilor de transmisie pentru distribuția salfazăică, fără nici o intervenție din partea utilizatorului.

Pentru compensarea efectivă a pierderilor, în paragraful 2.4 și în [13] s-a propus un circuit convertor de impedanță negativă, întâi la nivel teoretic și apoi la nivel de circuit. **Analiza teoretică a demonstrat că este posibilă reglarea conductanței negative prin modularea transconductanței unor tranzistoare repetoare pe sursă conectate la ieșirile unui circuit cu reacție pozitivă construit cu două inversoare conectate în cruce. Realizarea efectivă a controlului câștigului se face printr-o metodă originală care permite modificarea curentului etajelor repetoare fără alterarea punctului static de funcționare pentru inversoare. Se folosește un circuit replică a repetoarelor și se acționează strict asupra acestuia. Prin modul de construcție a schemei, efectul schimbării curentului este copiat către etajul de control efectiv din blocul de compensare a pierderilor.**

Ținând cont de faptul că, așa cum a fost amintit, distribuția salfazăică se poate generaliza la nivel de suprafață, este esențială introducerea unei familii logice capabile să suporte la intrare un semnal de tact având amplitudinea dependentă de poziția în sistem - utilizarea unor porți convenționale are anula avantajul nealinierilor aproape nule prin conversia amplitudine – fază. Practic, dacă se consideră niveluri de comutare constante pentru circuitul logic, dacă se reduce amplitudinea semnalului de tact, punctul de intersecție a acestuia cu tensiunea de prag se va deplasa în timp, provocând o întârziere a momentului de eșantionare. Pentru a compensa acest lucru este propusă o poartă logică bazată pe un circuit logic sincron de tip SDL, descris prima oară în [53]. **Se construiește însă în paragraful 2.5 și un model teoretic în premieră pentru această poartă și se**

arată că modelul este unul general, aplicabil pentru mai multe configurații de circuit bazate pe amplificatoarele de linie sincrone. Modelul arată care este calea de urmat pentru a extinde domeniul de amplitudini acceptate pe terminalul de intrare de clock astfel încât funcționarea sistemului să fie în continuare sigură. Deși la prima vedere soluția pare contrară așteptărilor, se arată că prin coborârea nivelului de egalizare nu se degradează performanțele sistemului și se permite folosirea porții SDL în combinație cu o rețea de distribuție de tact salfazică.

Capitolul 3 a fundamentat în premieră din punct de vedere teoretic extensiile bidimensionale pentru o distribuție salfazică. Sunt oferite toate detaliile necesare unui proiectant pentru construirea unei rețele integrate pe siliciu funcționând pe principiul configurației de undă staționară cu crearea unei condiții de gol în nodul generatorului.

Structurile studiate sunt împărțite în două mari categorii în funcție de modul de excitație a suprafeței și de propagare a unde electromagnetice. Astfel, folosind un generator extins distribuit în mod uniform pe una dintre laturile suprafeței de transmisie se va induce o configurație de undă plană ce se va propaga după o direcție perpendiculară pe latura generatoare. **Așa cum se arată în paragraful 3.2, modelul teoretic pentru această structură bidimensională este similar cu cel al simplelor linii de transmisie, parametrii acestuia putând fi puși în relație directă cu cei pentru cazul unidimensional. Concluzia aceasta este importantă pentru că permite extinderea tuturor aplicațiilor liniilor de transmisie la suprafețele ortogonale, nu doar a configurației de undă staționară salfazică. Problema ce trebuie rezolvată este crearea unui generator extins, echipotențial pe întreaga lungime a unei laturi a ariei deservite. Paragrafele de la 3.2.3.I la 3.2.3.IV propun mai multe soluții originale bazate pe principiul lui Huygens, frontul de undă plană necesar fiind produs prin suprapunerea unor fronturi elementare date de generatoare individuale, toate funcționând în fază. Se prezintă excitația suprafeței pornind de la o altă linie salfazică adițională, necesară garantării alinierii în fază a tuturor generatoarelor, se arată că practicarea unor fante paralele cu direcția de propagare a unde electromagnetice permite uniformizarea parametrilor structurii bidimensionale prin funcționarea complet cvasi-TEM, respectiv se arată că este posibilă și o abordare complet salfazică, prin prelungirea fantelor practicate în nivelul conductor până în nodurile de sarcină pentru reflexie totală. Toate metodele descrise sunt extensibile și pentru situațiile în care domeniul de tact deservit nu are o formă regulată, acest lucru fiind posibil prin alegerea convenabilă a impedanțelor de terminație (construite tot pe baza principiului lui Huygens) de pe laturile opuse generatorului.**

A doua mare categorie, deși pare mai simplă, excitația structurii fiind făcută într-un singur punct, produce un model teoretic mai complex, fiind vorba de propagarea unde electromagnetice în configurații polare. **Astfel, este arătat că modelul introdus prima oară în [44] nu este atractiv din punct de vedere practic, fiind vorba despre un mod de propagare cilindric. Soluțiile ecuațiilor pentru undele de tensiune și de curent implică funcții Bessel, fără formă explicită. Mai mult, suprafața poate să fie utilizată strict într-o configurație de undă staționară deoarece propagarea semnalului se face cu deformarea severă a formei de undă temporale.**

Se propun însă două artificii de circuit care permit lărgirea domeniului de aplicabilitate a structurilor bidimensionale. Este vorba

despre alterarea parametrilor suprafețelor de transmisie astfel încât să se emuleze un comportament ortogonal, specific undelor plane (propus prima dată fără fundamentarea teoretică completă în [12]), respectiv un comportament sferic. Structura pseudo-ortogonală, prin natura ei, permite extinderea metodei de distribuție din configurațiile cvadrilaterale și pentru cazul propagării în coordonate polare, indiferent dacă este vorba despre construirea unor configurații de undă staționară, sau de utilizarea suprafeței în regim adaptat. Și aici, prin alegerea convenabilă a impedanței de sarcină, este posibilă utilizarea cu suprafețe de forme neregulate. Este vorba practic de simularea unei raze constante pentru disc prin stabilirea fazei semnalului reflectat în funcție de poziția în sistem. Trebuie spus că, din punctul de vedere al discurilor salfazice, o suprafață rectangulară trebuie privită ca fiind neregulată.

Un alt element de noutate, aplicabil tuturor tipurilor de distribuții sub formă de disc, este inversarea poziției generatorului (inițial considerat punctual) și a sarcinii extinse. Inversarea este posibilă deoarece din punctul de vedere al ecuațiilor pentru configurația de undă staționară nu contează care dintre cele două soluții reprezintă unda directă și care unda reflectată. Avantajul tehnicii este simplificarea construcției sarcinii necesare asigurării condiției de reflexie totală, aceasta devenind punctuală, plasată în principiu în originea discului. Este de reținut faptul că această sarcină punctuală poate să fie construită de fapt și cu ajutorul unui tronson de linie de transmisie conectat în originea discului, obținându-se așa numitele distribuții evantai. Inversarea generatorului și a sarcinii pentru discurile pseudo-sferice permite lungirea regiunii exploatabile a distribuției, configurația de undă staționară ce se formează urmând funcția sinus cardinal, cu amplitudinea crescătoare în apropierea originii discului salfazic. Paragrafele de la 3.3.6.I la 3.3.6.III prezintă aceste configurații propuse.

Deoarece este un punct esențial pentru buna funcționare a discurilor salfazice pseudo-ortogonale sau pseudo-sferice, **paragraful 3.5 propune câteva metode de ajustarea a parametrilor conform cerințelor impuse de metoda aleasă, aplicabile direct în tehnologiile de fabricație CMOS, cu sau fără alterarea (minimă) a etapelor de fabricație.**

Consider ca importante următoarele **contribuții teoretice** aduse domeniului rețelelor de distribuție de clock:

- *Introducerea funcției: produsul dintre dimensiunea sistemului $S(n)$ și frecvența maximă de operare F precum și a parametrului: efortul per tranzistorul unitate, care permit selectarea acelei topologii în care puterea consumată este mai mică fără degradarea frecvenței maxime de funcționare (paragraful 1.1).*
- *Studiul erorii de nealiniere introdusă de neîmperecherea tranzistoarelor folosite la construcția rețelei de distribuție obișnuite (paragraful 1.3.3).*
- *Demonstrarea că reducerea de putere de la rețele de distribuție de clock cu salt redus de tensiune nu se ridică la nivelul așteptărilor (paragraful 1.4.1).*
- *Distribuția salfazică la nivel de plachetă de siliciu, descrisă pentru prima oară de autorul tezei în lucrarea de dizertație, în anul 2006, [12]. Rețeaua de distribuție de clock salfazică integrată pe siliciu oferă concomitent soluții pentru ambele probleme majore, cea de aliniere a tranzițiilor active ale semnalului în toate punctele circuitului, respectiv cea a puterii consumate.*
- *Tratarea la nivel teoretic a liniei căreia i se compensează pierderile cu ajutorul unor circuite active generatoare de conductanță negativă și obținerea*

relațiilor pentru constanta de propagare a semnalului pe linie, impedanța caracteristică a acesteia, condiția de reflexie totală generală pentru cazul general respectiv pentru linia salfază și, în final, coeficientul de reflexie la sarcină, considerând modularea impedanței (paragraful 2.2).

- Găsirea unei soluții pentru calibrarea automată a circuitelor de compensare a pierderilor. Aceasta are la bază măsurarea diferenței de tensiune existente între minime consecutive ale configurației de undă staționară, deplasate periodic prin modularea valorii curente a sarcinii ce creează reflexia totală (paragraful 2.3).

- Alcătuirea unui model teoretic pentru un circuit convertor de impedanță negativă compus din două inversoare conectate încrucișat, având cuplate în nodurile de ieșire etaje repetoare pe sursă. Conductanța negativă se reglează prin modularea transconductanțelor repetoarelor de sursă (paragraful 2.4).

- Alcătuirea unui model teoretic general pentru o poartă SDL (aplicabil pentru mai multe configurații de circuit bazate pe amplificatoarele de linie sincrone), care conduce la metoda de extindere a domeniului de amplitudini acceptate pe terminalul de intrare de clock (paragraful 2.5).

- Fundamentarea din punct de vedere teoretic a extensiilor bidimensionale pentru o distribuție salfază (cap. 3).

- Introducerea conceptului de generator extins, distribuit în mod uniform pe una dintre laturile suprafeței de transmisie care va induce o configurație de undă plană ce se va propaga după o direcție perpendiculară pe latura generatoare (paragraful 3.2). Modelul introdus pentru această structură bidimensională este similar cu cel al liniilor de transmisie simple și permite extinderea tuturor aplicațiilor liniilor de transmisie la suprafețele ortogonale.

- Alcătuirea modelelor și studiul teoretic al structurilor bidimensionale cu excitație într-un singur punct, la care se propun două artificii de circuit ce permit lărgirea domeniului de aplicabilitate: discuri salfaze cu structură pseudo-ortogonală și cu structură pseudo-sferică (paragraful 3.3), etc.

Dintre **contribuțiile aplicative** se pot cita aici:

- Propunerea unei scheme de control bazate pe un circuit replică a unor tranzistoare dintr-un convertor de impedanță negativă, cu avantajul că modularea transconductanței unor repetoare pe sursă se face fără modificarea punctului static de funcționare al circuitului compus din două inversoare conectate încrucișat (paragraful 2.4).

- Introducerea unei familii logice bazate pe o poartă SDL modificată, capabilă să suporte la intrare un semnal de tact având amplitudinea dependentă de poziția în sistem astfel încât să se permită folosirea în combinație cu o rețea de distribuție de tact salfază (paragraful 2.5).

- Sunt oferite toate detaliile necesare unui proiectant pentru construirea unei rețele integrate pe siliciu funcționând pe principiul configurației de undă staționară cu crearea unei condiții de gol în nodul generatorului (capitolul 3).

- Propunerea unor configurații salfaze cvadrilaterale ortogonale practice (paragraful 3.2.3).

- Propunerea unor discuri salfaze practice (paragraful 3.3.6), dintre care, cele cu inversarea pozițiilor generatorului și sarcinii aduc simplificări ale construcției sarcinii, care devine punctuală, plasată în centrul discului, și permit lungirea regiunii exploatabile a distribuției.

- Propunerea unor metode de ajustare a parametrilor rețelelor de distribuție pe discuri salfaze, conform cerințelor impuse de metoda aleasă, aplicabile direct în tehnologiile de fabricație CMOS (paragraful 3.3.5).

Se poate constata că lucrarea de față a soluționat în mare parte problemele specifice ce apar la integrarea unei rețele de distribuție salfazică direct pe placheta de circuit integrat. Există totuși câteva puncte în care este necesară continuarea cercetării pentru ca soluțiile propuse să devină complete.

În primul rând, o parte esențială distribuției salfazice este construirea sarcinii pentru asigurarea reflexiei totale. Lucrarea de față a făcut sugestii cu privire la modul de obținere a acesteia, de exemplu emularea ei cu ajutorul unor circuite de impedanță negativă cuplate cu circuite de capacitate reglabilă, însă cercetarea nu a fost extinsă mai departe de aici. Trebuie acoperită metoda de calibrare a sarcinii astfel încât să se obțină reflexia totală (o posibilitate ar fi să se folosească tensiunea de minim a configurație de undă staționară – pentru reflexie totală la sarcină, pentru linia perfect compensată, nodul de tensiune trebuie să fie strict nul), respectiv metoda de modulare (teoretică și practică) necesară aducerii punctelor de minim ale tensiunii de linie în locurile unde sunt plasate circuitele de măsură.

În plus, nu a fost abordat modul în care se face plasarea primului ventru de tensiune în nodul generatorului (deci crearea condiției de gol la intrarea în linie).

Deși lucrarea de față a introdus o poartă logică utilizabilă cu un semnal de tact salfazic, este necesară aprofundarea modelului teoretic și completarea familiei logice prin construirea rețelei de intrare a porții astfel încât să înglobeze și alte funcții logice, nu doar funcția elementară $f(x) = x$.

Ținând cont că suprafețele bidimensionale analizate în această lucrare pot fi utilizate și în alte condiții decât cele salfazice, studiul lor ar putea constitui o altă temă importantă de cercetare. În acest caz, va trebui reanalizată problema compensării pierderilor, metoda propusă în cadrul tezei fiind optimizată pentru folosirea unei configurații de undă staționară.

Anexa A1

Algoritm de compensarea automată a pierderilor liniilor de transmisie

Determinarea condiției de compensare pe baza constantei de propagare

$$\gamma = \sqrt{(R + j \cdot \omega \cdot L) \cdot (G + j \cdot \omega \cdot C)} \quad (\text{A1.1})$$

$$\gamma = \sqrt{R \cdot G - \omega^2 \cdot L \cdot C + j \cdot \omega \cdot (L \cdot G + R \cdot C)} \quad (\text{A1.2})$$

$$a = R \cdot G - \omega^2 \cdot L \cdot C \quad (\text{A1.3})$$

$$b = \omega \cdot (L \cdot G + R \cdot C) \quad (\text{A1.4})$$

$$\gamma = \sqrt{a + j \cdot b} = \sqrt{\sqrt{a^2 + b^2}} \cdot e^{j \cdot \arctg\left(\frac{b}{a}\right)} \quad (\text{A1.5})$$

$$\gamma = \sqrt{a + j \cdot b} = \sqrt[4]{a^2 + b^2} \cdot e^{j \cdot \frac{\arctg\left(\frac{b}{a}\right)}{2}} \quad (\text{A1.6})$$

$$\gamma = \sqrt[4]{a^2 + b^2} \cdot \left(\cos\left(\frac{\arctg\left(\frac{b}{a}\right)}{2}\right) + j \cdot \sin\left(\frac{\arctg\left(\frac{b}{a}\right)}{2}\right) \right) \quad (\text{A1.7})$$

$$\cos\left(\frac{\arctg\left(\frac{b}{a}\right)}{2}\right) = 0 \quad (\text{A1.8})$$

$$\arctg\left(\frac{b}{a}\right) = (2 \cdot k + 1) \cdot \pi \quad (\text{A1.9})$$

$$b = \omega \cdot (L \cdot G + R \cdot C) = 0 \quad (\text{A1.10})$$

Condiția de compensare a liniei

$$G_0 = -\frac{R \cdot C}{L} \quad (\text{A1.11})$$

Constanta de propagare compensată în funcție de constanta ideală

$$\gamma_0 = \sqrt{(R + j \cdot \omega \cdot L) \cdot \left(-\frac{R \cdot C}{L} + j \cdot \omega \cdot C\right)} \quad (\text{A1.12})$$

$$Y_0 = \sqrt{-\frac{R^2 \cdot C}{L} - \omega^2 \cdot L \cdot C} = \sqrt{j^2 \cdot \left(\frac{R^2 \cdot C}{L} + \omega^2 \cdot L \cdot C \right)} \quad (\text{A1.13})$$

$$Y_0 = j \cdot \sqrt{\frac{R^2 \cdot C}{L} + \omega^2 \cdot L \cdot C} = j \cdot \beta_0 \quad (\text{A1.14})$$

$$\beta_0 = \sqrt{\frac{R^2 \cdot C}{L} + \omega^2 \cdot L \cdot C} \quad (\text{A1.15})$$

$$Y_0 = j \cdot \sqrt{\omega^2 \cdot L \cdot C \cdot \left(1 + \frac{R^2}{\omega^2 \cdot L^2} \right)} \quad (\text{A1.16})$$

$$Y_0 = Y_I \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{Q^2}} \quad Y_I = j \cdot \omega \cdot \sqrt{L \cdot C} \quad Q = \frac{\omega \cdot L}{R} \quad (\text{A1.17})$$

Constanta de propagare parțial compensată, în prezența unei erori relative de compensare mici ε .

$$G = G_0 \cdot (1 - \varepsilon) = -\frac{R \cdot C}{L} \cdot (1 - \varepsilon) \quad (\text{A1.18})$$

$$Y = \sqrt{(R + j \cdot \omega \cdot L) \cdot (G_0 \cdot (1 - \varepsilon) + j \cdot \omega \cdot C)} \quad (\text{A1.19})$$

$$Y = \sqrt{(R + j \cdot \omega \cdot L) \cdot (G_0 + j \cdot \omega \cdot C) \left(1 - \frac{\varepsilon \cdot G_0}{G_0 + j \cdot \omega \cdot C} \right)} \quad (\text{A1.20})$$

$$Y = Y_0 \cdot \sqrt{1 - \frac{\varepsilon \cdot G_0}{G_0 + j \cdot \omega \cdot C}} = Y_0 \cdot \sqrt{1 - \frac{\varepsilon \cdot \frac{R \cdot C}{L}}{\frac{R \cdot C}{L} - j \cdot \omega \cdot C}} \quad (\text{A1.21})$$

$$Y = Y_0 \cdot \sqrt{1 - \frac{\varepsilon}{1 - j \cdot \frac{\omega \cdot L}{R}}} = Y_0 \cdot \sqrt{1 - \frac{\varepsilon}{1 - j \cdot Q}} \quad (\text{A1.22})$$

$$Y = Y_0 \cdot \sqrt{1 - \varepsilon \cdot \frac{1 + j \cdot Q}{1 + Q^2}} \approx Y_0 \cdot \left(1 - \frac{\varepsilon}{2} \cdot \frac{1 + j \cdot Q}{1 + Q^2} \right) \quad (\text{A1.23})$$

$$Y = Y_0 \cdot \left(1 - \frac{\varepsilon}{2} \cdot \frac{1}{1 + Q^2} - j \cdot \frac{\varepsilon}{2} \cdot \frac{Q}{1 + Q^2} \right) \quad (\text{A1.24})$$

$$Y_0 = j \cdot \beta_0 \quad Y = \beta_0 \cdot \frac{\varepsilon}{2} \cdot \frac{Q}{1 + Q^2} + j \cdot \beta_0 \cdot \left(1 - \frac{\varepsilon}{2} \cdot \frac{1}{1 + Q^2} \right) \quad (\text{A1.25})$$

Impedanța caracteristică pentru linia compensată ideal

$$Z_C = \sqrt{\frac{R + j \cdot \omega \cdot L}{G + j \cdot \omega \cdot C}} = \sqrt{\frac{R + j \cdot \omega \cdot L}{-\frac{R \cdot C}{L} + j \cdot \omega \cdot C}} \quad (\text{A1.26})$$

$$Z_C = \sqrt{\frac{L}{C} \cdot \frac{j \cdot \omega \cdot L + R}{j \cdot \omega \cdot L - R}} = \sqrt{\frac{L}{C} \cdot \frac{j \cdot \frac{\omega \cdot L}{R} + 1}{j \cdot \frac{\omega \cdot L}{R} - 1}} \quad Z_{CI} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (\text{A1.27})$$

$$Z_C = Z_{CI} \cdot \sqrt{\frac{j \cdot Q + 1}{j \cdot Q - 1}} = Z_{CI} \cdot \frac{1}{j} \cdot \frac{1 + j \cdot Q}{\sqrt{Q^2 + 1}} \quad Q = \frac{\omega \cdot L}{R} \quad (\text{A1.28})$$

$$Z_C = Z_{CI} \cdot \frac{Q - j}{\sqrt{Q^2 + 1}} \quad (\text{A1.29})$$

Impedanța caracteristică pentru linia parțial compensată

$$Z_C = \sqrt{\frac{R + j \cdot \omega \cdot L}{G_0 \cdot (1 - \varepsilon) + j \cdot \omega \cdot C}} \quad (\text{A1.30})$$

$$Z_C = \sqrt{\frac{R + j \cdot \omega \cdot L}{(G_0 + j \cdot \omega \cdot C) \cdot \left(1 - \varepsilon \cdot \frac{G_0}{G_0 + j \cdot \omega \cdot C}\right)}} = Z_{C0} \cdot \sqrt{\frac{1}{1 - \varepsilon \cdot \frac{G_0}{G_0 + j \cdot \omega \cdot C}}} \quad (\text{A1.31})$$

$$Z_C = Z_{C0} \cdot \sqrt{\frac{1}{1 + \varepsilon \cdot \frac{\frac{R \cdot C}{L}}{-\frac{R \cdot C}{L} + j \cdot \omega \cdot C}}} = Z_{C0} \cdot \sqrt{\frac{1}{1 + \varepsilon \cdot \frac{\frac{R}{L}}{-\frac{R}{L} + j \cdot \omega}}} \quad (\text{A1.32})$$

$$Z_C = Z_{C0} \cdot \sqrt{\frac{1}{1 + \varepsilon \cdot \frac{R}{L} \cdot \frac{1}{-\frac{R}{L} \cdot \left(1 - j \cdot \frac{\omega \cdot L}{R}\right)}}} \quad (\text{A1.33})$$

$$Z_C = Z_{C0} \cdot \sqrt{\frac{1}{1 - \varepsilon \cdot \frac{1}{1 - j \cdot Q}}} \quad Q = \frac{\omega \cdot L}{R} \quad (\text{A1.34})$$

$$Z_C = Z_{C0} \cdot \sqrt{\frac{1}{1 - \varepsilon \cdot \frac{1 + j \cdot Q}{1 + Q^2}}} \approx Z_{C0} \cdot \sqrt{1 + \varepsilon \cdot \frac{1 + j \cdot Q}{1 + Q^2}} \quad (\text{A1.35})$$

$$Z_C \approx Z_{C0} \cdot \left(1 + \frac{\varepsilon}{2} \cdot \frac{1}{1 + Q^2} + j \cdot \frac{\varepsilon}{2} \cdot \frac{Q}{1 + Q^2}\right) \quad (\text{A1.36})$$

$$Z_C = Z_{C0} \cdot \left(1 + \frac{\varepsilon}{2} \cdot \frac{1}{1 + Q^2}\right) \cdot \left(1 + j \cdot \frac{\frac{\varepsilon}{2} \cdot \frac{Q}{1 + Q^2}}{1 + \frac{\varepsilon}{2} \cdot \frac{1}{1 + Q^2}}\right) \quad (\text{A1.37})$$

$$Z_C \approx Z_{C0} \cdot \left(1 + \frac{\varepsilon}{2} \cdot \frac{1}{1 + Q^2}\right) \cdot \left(1 + j \cdot \frac{\varepsilon}{2} \cdot \frac{Q}{1 + Q^2}\right) \quad (\text{A1.38})$$

$$Z_C \approx Z_{C0} \cdot \left(1 + \frac{\varepsilon}{2} \cdot \frac{1}{1 + Q^2}\right) \cdot \left(\cos\left(\frac{\varepsilon}{2} \cdot \frac{Q}{1 + Q^2}\right) + j \cdot \sin\left(\frac{\varepsilon}{2} \cdot \frac{Q}{1 + Q^2}\right)\right) \quad (\text{A1.39})$$

$$Z_C = Z_{C0} \cdot \left(1 + \frac{\varepsilon}{2} \cdot \frac{1}{1 + Q^2}\right) \cdot e^{j \frac{\varepsilon}{2} \frac{Q}{1 + Q^2}} \quad (\text{A1.40})$$

Determinarea condiției de reflexie totală pe baza coeficientul de reflexie la sarcină pentru linia salfizică

$$\Gamma = \frac{Z - Z_C}{Z + Z_C} = \frac{z - 1}{z + 1} \quad z = \frac{Z}{Z_C} \quad (\text{A1.41})$$

$$\Gamma = \frac{r + j \cdot x - 1}{r + j \cdot x + 1} \quad (\text{A1.42})$$

$$|\Gamma| = \sqrt{\frac{(r-1)^2 + x^2}{(r+1)^2 + x^2}} = 1 \quad (\text{A1.43})$$

Condiția de reflexie totală pentru linia compensată

$$(r-1)^2 + x^2 = (r+1)^2 + x^2 \quad (\text{A1.44})$$

$$z = \frac{R + j \cdot X}{R_C + j \cdot X_C} = \frac{R \cdot R_C + X \cdot X_C - j \cdot (R \cdot X_C - R_C \cdot X)}{R_C^2 + X_C^2} \quad (\text{A1.45})$$

$$R \cdot R_C + X \cdot X_C = 0 \quad (\text{A1.46})$$

$$\frac{R}{X} = -\frac{X_C}{R_C} \quad (\text{A1.47})$$

Impedanța de sarcină ușor dezacordată pentru condiția de reflexie totală

$$R = R_0 \cdot (1 + \delta_R) \quad X = X_0 \cdot (1 + \delta_X) \quad (\text{A1.48})$$

$$Z = R + j \cdot X \quad (\text{A1.49})$$

$$Z = R_0 \cdot (1 + \delta_R) + j \cdot X_0 \cdot (1 + \delta_X) \quad (\text{A1.50})$$

$$Z = (R_0 + j \cdot X_0) \cdot \left(1 + \frac{\delta_R \cdot R_0 + j \cdot \delta_X \cdot X_0}{R_0 + j \cdot X_0} \right) \quad (\text{A1.51})$$

$$Z = Z_0 \cdot \left(1 + \frac{\delta_R \cdot R_0 + j \cdot \delta_X \cdot X_0}{Z_0} \right) \quad Z_0 = R_0 + j \cdot X_0 \quad (\text{A1.52})$$

Impedanța de sarcină ușor dezacordată și modulată

$$Z_m = (1 + \mu) \cdot Z \quad (\text{A1.53})$$

$$Z_m = (1 + \mu) \cdot Z_0 \cdot \left(1 + \frac{\delta_R \cdot R_0 + j \cdot \delta_X \cdot X_0}{Z_0} \right) \quad (\text{A1.54})$$

$$Z_m \approx Z_0 \cdot \left(1 + \mu + \frac{\delta_R \cdot R_0 + j \cdot \delta_X \cdot X_0}{Z_0} \right) \quad (\text{A1.55})$$

$$Z_m = (1 + m) \cdot Z_0 \quad m = \mu + \frac{\delta_R \cdot R_0 + j \cdot \delta_X \cdot X_0}{Z_0} \quad (\text{A1.56})$$

$$m = m_R + j \cdot m_X \quad (\text{A1.57})$$

Efectul asupra condiției de reflexie totală în prezența modulației

$$Z_m = (1 + \mu) \cdot (R + j \cdot X) \quad (\text{A1.58})$$

$$Z_m = (1 + \mu) \cdot R + j \cdot (1 + \mu) \cdot X \quad (\text{A1.59})$$

$$R_m = (1 + \mu) \cdot Z \quad X_m = (1 + \mu) \cdot X \quad (\text{A1.60})$$

$$R_m = (1 + \mu) \cdot Z_0 \cdot (1 + \delta_R) \quad X_m = (1 + \mu) \cdot X_0 \cdot (1 + \delta_X) \quad (\text{A1.61})$$

$$\frac{R_0}{X_0} = -\frac{X_C}{R_C} \quad (\text{A1.62})$$

$$\frac{R_m}{X_m} = \frac{R_0 \cdot (1 + \mu) \cdot (1 + \delta_R)}{X_0 \cdot (1 + \mu) \cdot (1 + \delta_X)} \quad (\text{A1.63})$$

$$\frac{R_m}{X_m} = -\frac{X_C \cdot (1 + \delta_R)}{R_C \cdot (1 + \delta_X)} \quad (\text{A1.64})$$

$$\frac{R_m}{X_m} \approx -\frac{X_C}{R_C} \cdot (1 + \delta_R - \delta_X) \quad (\text{A1.65})$$

Impedanța de sarcină văzută la intrarea în linia salfazică (condiție echivalentă de gol)

$$Z_d = Z_C \cdot \frac{(Z_0 + Z_C) \cdot e^{\gamma \cdot d} + (Z_0 - Z_C) \cdot e^{-\gamma \cdot d}}{(Z_0 + Z_C) \cdot e^{\gamma \cdot d} - (Z_0 - Z_C) \cdot e^{-\gamma \cdot d}} \quad (\text{A1.66})$$

$$Z_d = Z_C \cdot \frac{1 + \frac{Z_0 - Z_C}{Z_0 + Z_C} \cdot e^{-2\gamma \cdot d}}{1 - \frac{Z_0 - Z_C}{Z_0 + Z_C} \cdot e^{-2\gamma \cdot d}} \quad \Gamma_0 = \frac{Z - Z_{C0}}{Z + Z_{C0}} \quad (\text{A1.67})$$

$$Z_d = Z_C \cdot \frac{1 + \Gamma_0 \cdot e^{-2\gamma \cdot d}}{1 - \Gamma_0 \cdot e^{-2\gamma \cdot d}} = Z_C \cdot \frac{1 + \Gamma_d}{1 - \Gamma_d} \quad \Gamma_d = \Gamma_0 \cdot e^{-2\gamma \cdot d} \quad (\text{A1.68})$$

$$Z_d \rightarrow \infty \quad \Gamma_d = \frac{Z_d - Z_C}{Z_d + Z_C} \approx 1 \quad (\text{A1.69})$$

$$\Gamma_0 \approx e^{2\gamma \cdot d} \quad (\text{A1.70})$$

Impedanța de sarcină necesară pentru condiția salfazică (reflexie totală, cu ventru de tensiune în nodul generatorului)

$$Z_0 = Z_{C0} \cdot \frac{1 + \Gamma_0}{1 - \Gamma_0} \quad (\text{A1.71})$$

$$Z_0 = Z_{C0} \cdot \frac{1 + e^{2\gamma_0 \cdot d}}{1 - e^{2\gamma_0 \cdot d}} \quad (\text{A1.72})$$

$$\frac{Z_0}{Z_{C0}} = \frac{1 + e^{2\gamma_0 \cdot d}}{1 - e^{2\gamma_0 \cdot d}} = \frac{1 + e^{2 \cdot j \cdot \beta_0 \cdot d}}{1 - e^{2 \cdot j \cdot \beta_0 \cdot d}} \quad (\text{A1.73})$$

$$\frac{Z_0}{Z_{C0}} = \frac{1 + \cos(2 \cdot \beta_0 \cdot d) + j \cdot \sin(2 \cdot \beta_0 \cdot d)}{1 - \cos(2 \cdot \beta_0 \cdot d) - j \cdot \sin(2 \cdot \beta_0 \cdot d)} \quad (\text{A1.74})$$

$$\frac{Z_0}{Z_{C0}} = \frac{(1 + j \cdot \sin(2 \cdot \beta_0 \cdot d))^2 - (\cos(2 \cdot \beta_0 \cdot d))^2}{(1 - \cos(2 \cdot \beta_0 \cdot d))^2 + (\sin(2 \cdot \beta_0 \cdot d))^2} \quad (\text{A1.75})$$

$$\frac{Z_0}{Z_{C0}} = j \cdot \frac{\sin(2 \cdot \beta_0 \cdot d)}{1 - \cos(2 \cdot \beta_0 \cdot d)} \quad (\text{A1.76})$$

$$Z_0 = j \cdot Z_{C0} \cdot \frac{\sin(2 \cdot \beta_0 \cdot d)}{1 - \cos(2 \cdot \beta_0 \cdot d)} \quad (\text{A1.77})$$

$$Z_0 = j \cdot Z_{C0} \cdot M \quad M = \frac{\sin(2 \cdot \beta_0 \cdot d)}{1 - \cos(2 \cdot \beta_0 \cdot d)} \quad (\text{A1.78})$$

$$\frac{1+e^{2\gamma_0 d}}{1-e^{2\gamma_0 d}} = j \cdot M \quad (\text{A1.79})$$

$$Z_0 = j \cdot Z_{C1} \cdot \frac{Q-j}{\sqrt{Q^2+1}} \cdot \frac{\sin(2 \cdot \beta_0 \cdot d)}{1-\cos(2 \cdot \beta_0 \cdot d)} \quad (\text{A1.80})$$

$$Z_0 = Z_{C1} \cdot \frac{Q-j}{\sqrt{Q^2+1}} \cdot \frac{1+e^{2\gamma_0 d}}{1-e^{2\gamma_0 d}} \quad (\text{A1.81})$$

Coeficientul de reflexie la sarcina salfază în condițiile modulării sarcinii

$$\Gamma_m = \frac{Z_m - Z_C}{Z_m + Z_C} \quad (\text{A1.82})$$

$$\Gamma_m = \frac{Z \cdot (1+m) - Z_C}{Z \cdot (1+m) + Z_C} \quad (\text{A1.83})$$

$$\Gamma_m = \frac{Z \cdot (1+m) - Z_{C0} \cdot \left(1 + \frac{\varepsilon}{2} \cdot \frac{1}{1+Q^2} + j \cdot \frac{\varepsilon}{2} \cdot \frac{Q}{1+Q^2}\right)}{Z \cdot (1+m) + Z_{C0} \cdot \left(1 + \frac{\varepsilon}{2} \cdot \frac{1}{1+Q^2} + j \cdot \frac{\varepsilon}{2} \cdot \frac{Q}{1+Q^2}\right)} \quad (\text{A1.84})$$

$$\chi = \frac{1}{2} \cdot \frac{1+j \cdot Q}{1+Q^2} \quad (\text{A1.85})$$

$$\Gamma_m = \frac{Z \cdot (1+m) - Z_{C0} \cdot (1+\varepsilon \cdot \chi)}{Z \cdot (1+m) + Z_{C0} \cdot (1+\varepsilon \cdot \chi)} \quad (\text{A1.86})$$

$$\Gamma_m = \frac{Z - Z_{C0} + Z \cdot m - Z_{C0} \cdot \varepsilon \cdot \chi}{Z + Z_{C0} + Z \cdot m + Z_{C0} \cdot \varepsilon \cdot \chi} \quad (\text{A1.87})$$

$$\Gamma_m = \frac{Z - Z_{C0}}{Z + Z_{C0}} \cdot \frac{1 + \frac{m \cdot Z - \varepsilon \cdot \chi \cdot Z_{C0}}{Z - Z_{C0}}}{1 + \frac{m \cdot Z + \varepsilon \cdot \chi \cdot Z_{C0}}{Z + Z_{C0}}} \quad (\text{A1.88})$$

$$\Gamma_m = \Gamma_0 \cdot \frac{1 + \frac{m \cdot Z - \varepsilon \cdot \chi \cdot Z_{C0}}{Z - Z_{C0}}}{1 + \frac{m \cdot Z + \varepsilon \cdot \chi \cdot Z_{C0}}{Z + Z_{C0}}} \quad \Gamma_0 = \frac{Z - Z_{C0}}{Z + Z_{C0}} \quad (\text{A1.89})$$

$$\Gamma_m = \Gamma_0 \cdot \frac{1 + \frac{m \cdot Z_{C0} \cdot j \cdot M - \varepsilon \cdot \chi \cdot Z_{C0}}{Z_{C0} \cdot j \cdot M - Z_{C0}}}{1 + \frac{m \cdot Z_{C0} \cdot j \cdot M + \varepsilon \cdot \chi \cdot Z_{C0}}{Z_{C0} \cdot j \cdot M + Z_{C0}}} \quad (\text{A1.90})$$

$$\Gamma_m = \Gamma_0 \cdot \frac{1 + \frac{j \cdot m \cdot M - \varepsilon \cdot \chi}{j \cdot M - 1}}{1 + \frac{j \cdot m \cdot M + \varepsilon \cdot \chi}{j \cdot M + 1}} \quad (\text{A1.91})$$

$$\Gamma_m = \Gamma_0 \cdot \left(1 + \frac{j \cdot m \cdot M - \varepsilon \cdot \chi}{j \cdot M - 1}\right) \cdot \left(1 - \frac{j \cdot m \cdot M + \varepsilon \cdot \chi}{j \cdot M + 1}\right) \quad (\text{A1.92})$$

$$\Gamma_m = \Gamma_0 \cdot \left(1 - 2 \cdot j \cdot (m - \varepsilon \cdot \chi) \cdot \frac{M}{1+M^2}\right) \quad (\text{A1.93})$$

Evaluare termen intermediar dependent de M

$$\frac{M}{1+M^2} = \frac{\sin(2 \cdot \beta_0 \cdot d)}{1 - \cos(2 \cdot \beta_0 \cdot d)} \cdot \frac{1}{1 + \left(\frac{\sin(2 \cdot \beta_0 \cdot d)}{1 - \cos(2 \cdot \beta_0 \cdot d)} \right)^2} \quad (\text{A1.94})$$

$$\frac{M}{1+M^2} = \sin(2 \cdot \beta_0 \cdot d) \cdot \frac{1 - \cos(2 \cdot \beta_0 \cdot d)}{(1 - \cos(2 \cdot \beta_0 \cdot d))^2 + (\sin(2 \cdot \beta_0 \cdot d))^2} \quad (\text{A1.95})$$

$$\frac{M}{1+M^2} = \frac{\sin(2 \cdot \beta_0 \cdot d)}{2} \quad (\text{A1.96})$$

Rezultat final coeficient de reflexie pentru sarcina salfazică modulată

$$\Gamma_m = \Gamma_0 \cdot (1 - j \cdot (m - \varepsilon \cdot \chi) \cdot \sin(2 \cdot \beta_0 \cdot d)) \quad (\text{A1.97})$$

$$\Gamma_m = \Gamma_0 \cdot (1 + \kappa) \quad \kappa = j \cdot (\varepsilon \cdot \chi - m) \cdot \sin(2 \cdot \beta_0 \cdot d) \quad (\text{A1.98})$$

Coeficient de reflexie pentru sarcină modulată, văzut în secțiunea generatorului

$$\Gamma_{dm} = \Gamma_m \cdot e^{-2 \cdot \gamma \cdot d} \quad (\text{A1.99})$$

$$\Gamma_{dm} = (1 + \kappa) \cdot \Gamma_0 \cdot e^{-2 \cdot \gamma \cdot d} \quad (\text{A1.100})$$

$$\Gamma_{dm} = (1 + \kappa) \cdot \Gamma_d \quad (\text{A1.101})$$

$$\Gamma_{dm} = 1 + \kappa \quad (\text{A1.102})$$

Evaluare termeni ajutători dependenți de constanta de propagare parțial compensată

$$e^{x \cdot \gamma} = e^{x \cdot \beta_0 \cdot \frac{\varepsilon}{2} \cdot \frac{Q}{1+Q^2}} \cdot e^{j \cdot x \cdot \beta_0 \cdot \left(1 - \frac{\varepsilon}{2} \cdot \frac{1}{1+Q^2} \right)} \quad (\text{A1.103})$$

$$e^{x \cdot \gamma} = e^{x \cdot \beta_0 \cdot \frac{\varepsilon}{2} \cdot \frac{Q}{1+Q^2}} \cdot e^{j \cdot x \cdot \beta_0} \cdot \left(\cos \left(\frac{\varepsilon}{2} \cdot \frac{x \cdot \beta_0}{1+Q^2} \right) - j \cdot \sin \left(\frac{\varepsilon}{2} \cdot \frac{x \cdot \beta_0}{1+Q^2} \right) \right) \quad (\text{A1.104})$$

$$e^{x \cdot \gamma} \approx e^{j \cdot x \cdot \beta_0} \cdot \left(1 + \varepsilon \cdot \frac{x \cdot \beta_0}{2} \cdot \frac{Q}{1+Q^2} \right) \cdot \left(1 - j \cdot \frac{\varepsilon}{2} \cdot \frac{x \cdot \beta_0}{1+Q^2} \right) \quad (\text{A1.105})$$

$$e^{x \cdot \gamma} \approx e^{j \cdot x \cdot \beta_0} \cdot \left(1 + \varepsilon \cdot \frac{x \cdot \beta_0}{2} \cdot \frac{Q - j}{1+Q^2} \right) \quad (\text{A1.106})$$

$$e^{-x \cdot \gamma} \approx e^{-j \cdot x \cdot \beta_0} \cdot \left(1 - \varepsilon \cdot \frac{x \cdot \beta_0}{2} \cdot \frac{Q}{1+Q^2} \right) \cdot \left(1 + j \cdot \frac{\varepsilon}{2} \cdot \frac{x \cdot \beta_0}{1+Q^2} \right) \quad (\text{A1.107})$$

$$e^{x \cdot \gamma} + e^{-x \cdot \gamma} \approx e^{j \cdot x \cdot \beta_0} + e^{-j \cdot x \cdot \beta_0} + \varepsilon \cdot \frac{x \cdot \beta_0}{2} \cdot \frac{Q - j}{1+Q^2} \cdot (e^{j \cdot x \cdot \beta_0} - e^{-j \cdot x \cdot \beta_0}) \quad (\text{A1.108})$$

$$e^{x \cdot \gamma} + e^{-x \cdot \gamma} \approx 2 \cdot \cos(x \cdot \beta_0) + \varepsilon \cdot \frac{x \cdot \beta_0}{2} \cdot \frac{Q - j}{1+Q^2} \cdot 2 \cdot j \cdot \sin(x \cdot \beta_0) \quad (\text{A1.109})$$

$$e^{x \cdot \gamma} + e^{-x \cdot \gamma} \approx 2 \cdot \cos(x \cdot \beta_0) + \varepsilon \cdot \sin(x \cdot \beta_0) \cdot \frac{x \cdot \beta_0}{1+Q^2} \cdot (1 + j \cdot Q) \quad (\text{A1.110})$$

$$e^{x \cdot \gamma} + e^{-x \cdot \gamma} \approx 2 \cdot \cos(x \cdot \beta_0) + 2 \cdot \varepsilon \cdot \sin(x \cdot \beta_0) \cdot x \cdot \beta_0 \cdot \chi \quad (\text{A1.111})$$

Tensiunea de linie (aproximare) pentru o linie salfazică în prezența unui dezacord parțial atât în compensarea pierderilor cât și în sarcina (modulată) pentru reflexie totală

$$u(z) = \frac{U_g \cdot Z_C}{Z_g + Z_C} \cdot \frac{e^{-\gamma(d-z)} + \Gamma_m \cdot e^{-\gamma(d+z)}}{1 - \Gamma_g \cdot \Gamma_m \cdot e^{-2 \cdot \gamma \cdot d}} \quad (\text{A1.112})$$

$$u(z) = \frac{u_g \cdot Z_C}{Z_g + Z_C} \cdot \frac{e^{-\gamma(d-z)} + \Gamma_m \cdot e^{-\gamma(d+z)}}{1 - \Gamma_g \cdot \Gamma_{dm}} \quad (\text{A1.113})$$

$$u(z) = \frac{u_g \cdot Z_C}{Z_g + Z_C} \cdot \frac{e^{-\gamma(d-z)} + \Gamma_m \cdot e^{-\gamma(d+z)}}{1 - \Gamma_g \cdot (1 + \kappa)} \quad (\text{A1.114})$$

$$u(z) = \frac{u_g \cdot Z_C}{Z_g + Z_C} \cdot \frac{e^{-\gamma(d-z)} + \Gamma_m \cdot e^{-\gamma(d+z)}}{1 - \Gamma_g} \cdot \frac{1}{1 - \frac{\kappa \cdot \Gamma_g}{1 - \Gamma_g}} \quad (\text{A1.115})$$

$$u(z) \approx \frac{u_g \cdot Z_C}{Z_g + Z_C} \cdot \frac{e^{-\gamma(d-z)} + \Gamma_m \cdot e^{-\gamma(d+z)}}{1 - \Gamma_g} \cdot \left(1 + \frac{\kappa \cdot \Gamma_g}{1 - \Gamma_g} \right) \quad (\text{A1.116})$$

$$u(z) = \frac{u_g \cdot Z_C}{Z_g + Z_C} \cdot \frac{e^{-\gamma(d-z)} + \Gamma_m \cdot e^{-\gamma(d+z)}}{1 - \frac{Z_g - Z_C}{Z_g + Z_C}} \cdot \left(1 + \frac{\kappa \cdot \Gamma_g}{1 - \Gamma_g} \right) \quad (\text{A1.117})$$

$$u(z) = \frac{u_g}{2} \cdot (e^{-\gamma(d-z)} + \Gamma_m \cdot e^{-\gamma(d+z)}) \cdot \left(1 + \frac{\kappa \cdot \Gamma_g}{1 - \Gamma_g} \right) \quad (\text{A1.118})$$

$$u(z) = \frac{u_g}{2} \cdot (e^{-\gamma \cdot d} \cdot e^{\gamma \cdot z} + \Gamma_m \cdot e^{-\gamma \cdot d} \cdot e^{-\gamma \cdot z}) \cdot \left(1 + \frac{\kappa \cdot \Gamma_g}{1 - \Gamma_g} \right) \quad (\text{A1.119})$$

$$u(z) = \frac{u_g}{2} \cdot e^{\gamma \cdot d} \cdot e^{-\gamma \cdot z} \cdot (e^{-2 \cdot \gamma \cdot d} \cdot e^{2 \cdot \gamma \cdot z} + \Gamma_m \cdot e^{-2 \cdot \gamma \cdot d}) \cdot \left(1 + \frac{\kappa \cdot \Gamma_g}{1 - \Gamma_g} \right) \quad (\text{A1.120})$$

$$u(z) = \frac{u_g}{2} \cdot e^{\gamma(d-z)} \cdot (e^{-2 \cdot \gamma(d-z)} + \Gamma_{dm}) \cdot \left(1 + \frac{\kappa \cdot \Gamma_g}{1 - \Gamma_g} \right) \quad (\text{A1.121})$$

$$u(z) = \frac{u_g}{2} \cdot e^{\gamma(d-z)} \cdot (e^{-2 \cdot \gamma(d-z)} + 1 + \kappa) \cdot \left(1 + \frac{\kappa \cdot \Gamma_g}{1 - \Gamma_g} \right) \quad (\text{A1.122})$$

$$u(z) = \frac{u_g}{2} \cdot (e^{-\gamma(d-z)} + e^{\gamma(d-z)} \cdot (1 + \kappa)) \cdot \left(1 + \frac{\kappa \cdot \Gamma_g}{1 - \Gamma_g} \right) \quad (\text{A1.123})$$

$$u(z) = \frac{u_g}{2} \cdot (e^{-\gamma(d-z)} + e^{\gamma(d-z)} + \kappa \cdot e^{\gamma(d-z)}) \cdot \left(1 + \frac{\kappa \cdot \Gamma_g}{1 - \Gamma_g} \right) \quad (\text{A1.124})$$

$$u(z) = \frac{u_g}{2} \cdot (2 \cdot \cos((d-z) \cdot \beta_0) + 2 \cdot \varepsilon \cdot \sin((d-z) \cdot \beta_0) \cdot (d-z) \cdot \beta_0 \cdot \chi + \kappa \cdot e^{j \beta_0(d-z)}) \cdot \left(1 + \frac{\kappa \cdot \Gamma_g}{1 - \Gamma_g} \right) \quad (\text{A1.125})$$

Evaluare tensiune de linie în puncte apropiate de cele de minim

$$u(z) = \frac{u_g}{2} \cdot \left(2 \cdot \cos\left((2 \cdot k + 1) \cdot \frac{\pi}{2} + \delta \right) + 2 \cdot \varepsilon \cdot \sin\left((2 \cdot k + 1) \cdot \frac{\pi}{2} + \delta \right) \cdot \left((2 \cdot k + 1) \cdot \frac{\pi}{2} + \delta \right) \cdot \chi + \kappa \cdot e^{j \left((2 \cdot k + 1) \cdot \frac{\pi}{2} + \delta \right)} \right) \cdot \left(1 + \frac{\kappa \cdot \Gamma_g}{1 - \Gamma_g} \right) \quad (\text{A1.126})$$

$$u(z) \approx \frac{U_g}{2} \cdot \left(-(-1)^k \cdot 2 \cdot \delta + (-1)^k \cdot \varepsilon \cdot (2 \cdot k + 1) \cdot \pi \cdot \chi + \right. \\ \left. + (-1)^k \cdot 2 \cdot \varepsilon \cdot \delta \cdot \chi + \kappa \cdot e^{j \left((2 \cdot k + 1) \frac{\pi}{2} + \delta \right)} \right) \cdot \left(1 + \frac{\kappa \cdot \Gamma_g}{1 - \Gamma_g} \right) \quad (\text{A1.127})$$

$$u(z) \approx \frac{U_g}{2} \cdot \left(-(-1)^k \cdot 2 \cdot \delta + (-1)^k \cdot \varepsilon \cdot (2 \cdot k + 1) \cdot \pi \cdot \chi + \right. \\ \left. + \kappa \cdot e^{j \left((2 \cdot k + 1) \frac{\pi}{2} + \delta \right)} \right) \left(1 + \frac{\kappa \cdot \Gamma_g}{1 - \Gamma_g} \right) \quad (\text{A1.128})$$

$$u(z) \approx (-1)^k \cdot \frac{U_g}{2} \cdot \left(-2 \cdot \delta + \varepsilon \cdot (2 \cdot k + 1) \cdot \pi \cdot \chi + \kappa \cdot (j - \delta) \right) \cdot \left(1 + \frac{\kappa \cdot \Gamma_g}{1 - \Gamma_g} \right) \quad (\text{A1.129})$$

$$u(z) \approx (-1)^k \cdot \frac{U_g}{2} \cdot \left(-2 \cdot \delta + \varepsilon \cdot (2 \cdot k + 1) \cdot \pi \cdot \chi + j \cdot \kappa \right) \cdot \left(1 + \frac{\kappa \cdot \Gamma_g}{1 - \Gamma_g} \right) \quad (\text{A1.130})$$

Considerăm că ultimul termen dependent de Γ_g este neglijabil – lucru posibil dacă diferența dintre impedanța generatorului nu este extrem de depărtată de cea caracteristică, astfel încât numitorul fracției să nu devină mult prea mare

$$u(z) \approx (-1)^k \cdot \frac{U_g}{2} \cdot \left(-2 \cdot \delta + \varepsilon \cdot (2 \cdot k + 1) \cdot \pi \cdot \chi + j \cdot \kappa \right) \quad (\text{A1.131})$$

$$u(z) \approx (-1)^k \cdot \frac{U_g}{2} \cdot \left(-2 \cdot \delta + \varepsilon \cdot (2 \cdot k + 1) \cdot \pi \cdot \chi + j^2 \cdot (\varepsilon \cdot \chi - m) \cdot \sin(2 \cdot \beta_0 \cdot d) \right) \quad (\text{A1.132})$$

$$u(z) \approx (-1)^k \cdot \frac{U_g}{2} \cdot \left(m \cdot \sin(2 \cdot \beta_0 \cdot d) - 2 \cdot \delta + \varepsilon \cdot \chi \cdot ((2 \cdot k + 1) \cdot \pi - \sin(2 \cdot \beta_0 \cdot d)) \right) \quad (\text{A1.133})$$

Considerăm că modularea a plasat punctul de minim exact în punctul de măsură – eroarea de poziționare este compensată de valoarea modulației

$$u(z) \approx (-1)^k \cdot \frac{U_g}{2} \cdot \left((m_R + j \cdot m_X) \cdot \sin(2 \cdot \beta_0 \cdot d) - 2 \cdot \delta + \varepsilon \cdot \chi \cdot ((2 \cdot k + 1) \cdot \pi - \sin(2 \cdot \beta_0 \cdot d)) \right) \quad (\text{A1.134})$$

$$u(z) \approx (-1)^k \cdot \frac{U_g}{2} \cdot \left(j \cdot m_X \cdot \sin(2 \cdot \beta_0 \cdot d) + \varepsilon \cdot \chi \cdot ((2 \cdot k + 1) \cdot \pi - \sin(2 \cdot \beta_0 \cdot d)) \right) \quad (\text{A1.135})$$

$$u(z) \approx (-1)^k \cdot \frac{U_g}{2} \cdot \left(j \cdot m_X \cdot \sin(2 \cdot \beta_0 \cdot d) + \frac{\varepsilon}{2} \cdot \frac{1 + j \cdot Q}{1 + Q^2} \cdot ((2 \cdot k + 1) \cdot \pi - \sin(2 \cdot \beta_0 \cdot d)) \right) \quad (\text{A1.136})$$

$$u(z) \approx (-1)^k \cdot \frac{U_g}{2} \cdot \left(\frac{\varepsilon}{2} \cdot \frac{(2 \cdot k + 1) \cdot \pi - \sin(2 \cdot \beta_0 \cdot d)}{1 + Q^2} + \right. \\ \left. + j \cdot \left(\frac{\varepsilon}{2} \cdot \frac{Q}{1 + Q^2} \cdot ((2 \cdot k + 1) \cdot \pi - \sin(2 \cdot \beta_0 \cdot d)) + m_X \cdot \sin(2 \cdot \beta_0 \cdot d) \right) \right) \quad (\text{A1.137})$$

Pătratul modulului tensiunii de linie (mărime măsurabilă) în apropierea punctelor de minim identificate prin k

$$|u(z_k)|^2 = \left| \frac{u_g}{2} \right|^2 \cdot \left(\left(\frac{\varepsilon}{2} \cdot \frac{(2 \cdot k + 1) \cdot \pi - \sin(2 \cdot \beta_0 \cdot d)}{1 + Q^2} \right)^2 + \right. \\ \left. + \left(\frac{\varepsilon}{2} \cdot \frac{Q}{1 + Q^2} \cdot ((2 \cdot k + 1) \cdot \pi - \sin(2 \cdot \beta_0 \cdot d)) + m_x \cdot \sin(2 \cdot \beta_0 \cdot d) \right)^2 \right) \quad (\text{A1.138})$$

$$A_k = \frac{1}{2} \cdot \frac{(2 \cdot k + 1) \cdot \pi - \sin(2 \cdot \beta_0 \cdot d)}{1 + Q^2} \quad (\text{A1.139})$$

$$B_k = \frac{1}{2} \cdot \frac{Q}{1 + Q^2} \cdot ((2 \cdot k + 1) \cdot \pi - \sin(2 \cdot \beta_0 \cdot d)) \quad (\text{A1.140})$$

$$C = m_x \cdot \sin(2 \cdot \beta_0 \cdot d) \quad (\text{A1.141})$$

$$|u(z_k)|^2 = \frac{U_g^2}{4} \cdot (\varepsilon \cdot A_k)^2 + (\varepsilon \cdot B_k + C)^2 \quad (\text{A1.142})$$

$$|u(z_k)|^2 = \frac{U_g^2}{4} \cdot (\varepsilon^2 \cdot (A_k^2 + B_k^2) + 2 \cdot \varepsilon \cdot B_k \cdot C + C^2) \quad (\text{A1.143})$$

Ecuatia de compensare a pierderilor liniilor salfazice

$$\Delta |U_{nod}|^2 = |u(z_k)|^2 - |u(z_{k+1})|^2 \quad (\text{A1.144})$$

$$\Delta |U_{nod}|^2 = \frac{U_g^2}{4} \cdot (\varepsilon^2 \cdot (A_k^2 + B_k^2 - (A_{k+1}^2 + B_{k+1}^2)) + 2 \cdot \varepsilon \cdot C \cdot (B_k - B_{k+1})) \quad (\text{A1.145})$$

$$\Delta |U_{nod}|^2 = \varepsilon \cdot \frac{U_g^2}{4} \cdot (\varepsilon \cdot (A_k^2 + B_k^2 - (A_{k+1}^2 + B_{k+1}^2)) + 2 \cdot C \cdot (B_k - B_{k+1})) \quad (\text{A1.146})$$

$$\Delta |U_{nod}|^2 = 0 \Rightarrow \varepsilon = 0 \quad (\text{A1.147})$$

Anexa A2

Determinarea parametrilor de model pentru tratarea în coordonate carteziene și polare a suprafețelor salfazice

Modelarea în coordonate carteziene.

Rezistența specifică pentru celula elementară de formă pătrată:

$$R = \sigma \frac{dx}{g \cdot dy} \quad (\text{A2.1})$$

$$R = \frac{\sigma}{g} \quad (\text{A2.2})$$

$$R = R_S \quad (\text{A2.3})$$

Conductanța specifică pentru celula elementară pătrată (reciproca rezistenței materialului dielectric):

$$R_D = \sigma_D \frac{d}{dx \cdot dy} \quad (\text{A2.4})$$

$$G = \frac{1}{d \cdot \sigma_D} dx \cdot dy \quad (\text{A2.5})$$

$$G_S = \frac{1}{d \cdot \sigma_D} \quad (\text{A2.6})$$

$$G = G_S \cdot dx \cdot dy \quad (\text{A2.7})$$

Capacitatea specifică pentru celula elementară pătrată (capacitorul plan – paralele):

$$C = \frac{\epsilon_r \cdot \epsilon_0}{d} \cdot dx \cdot dy \quad (\text{A2.8})$$

$$C_S = \frac{\epsilon_r \cdot \epsilon_0}{d} \quad (\text{A2.9})$$

$$C = C_S \cdot dx \cdot dy \quad (\text{A2.10})$$

Inductanța specifică pentru celula elementară pătrată (se determină din fluxul magnetic indus în aria unei bucle elementare)

$$\oint_r \vec{H} \cdot d\vec{l} = I \quad (\text{A2.11})$$

$$H \cdot dy = I \quad (\text{A2.12})$$

$$\Phi_M = \iint \mu \cdot \bar{H} \cdot d\bar{S} \quad (\text{A2.13})$$

$$\Phi_M = \mu \cdot H \cdot d \cdot dx \quad (\text{A2.14})$$

$$\Phi_M = L \cdot I \quad (\text{A2.15})$$

$$L = \mu \frac{d \cdot dx}{dy} \quad (\text{A2.16})$$

$$L_S = \mu \cdot d \quad (\text{A2.17})$$

$$L = L_S \frac{dx}{dy} \quad (\text{A2.18})$$

$$L = L_S \quad (\text{A2.19})$$

Modelarea în coordonate polare.

Rezistența specifică pentru un sector de coroană circulară:

$$dR = \sigma \frac{dr}{g \cdot d\varphi \cdot r} \quad (\text{A2.20})$$

$$R = \int_{\rho}^{\rho+d\rho} dR \quad (\text{A2.21})$$

$$R = \frac{\sigma}{g \cdot d\varphi} \int_{\rho}^{\rho+d\rho} \frac{dr}{r} \quad (\text{A2.22})$$

$$R = \frac{\sigma}{g \cdot d\varphi} \cdot \ln\left(1 + \frac{d\rho}{\rho}\right) \quad (\text{A2.23})$$

$$R = \frac{\sigma}{g \cdot d\varphi} \cdot \frac{d\rho}{\rho} \quad (\text{A2.24})$$

$$R = \frac{1}{\rho} \cdot \frac{R_S}{d\varphi} \cdot d\rho \quad (\text{A2.25})$$

Capacitatea și conductanța specifică pentru un sector de coroană circulară (se determină pe baza ariei sectorului considerat):

$$S = \pi \cdot ((\rho + d\rho)^2 - \rho^2) \cdot \frac{d\varphi}{2\pi} \quad (\text{A2.26})$$

$$S = \rho^2 \cdot \left(\left(1 + \frac{d\rho}{\rho}\right)^2 - 1 \right) \cdot \frac{d\varphi}{2} \quad (\text{A2.27})$$

$$S = \rho \cdot d\rho \cdot d\varphi \quad (\text{A2.28})$$

$$G = G_S \cdot \rho \cdot d\rho \cdot d\varphi \quad (\text{A2.29})$$

$$C = C_S \cdot \rho \cdot d\rho \cdot d\varphi \quad (\text{A2.30})$$

Inductanța specifică pentru un sector de coroană circulară (se determină făcând descompunerea unei bucle elementare în sub-bucle ce pot fi tratate în coordonate carteziane):

$$dL = L_S \frac{d\rho}{dw} \quad (\text{A2.31})$$

$$\frac{1}{dL} = \frac{1}{L_S} \frac{dw}{d\rho} \quad (\text{A2.32})$$

$$\frac{1}{L} = \frac{1}{L_S} \int_{\varphi \cdot \rho}^{(\varphi+d\varphi) \cdot \rho} \frac{dw}{d\rho} \quad (\text{A2.33})$$

$$w = \rho \cdot \Phi \Rightarrow dw = \rho \cdot d\Phi \quad (\text{A2.34})$$

$$\frac{1}{L} = \frac{1}{L_S} \frac{\rho}{d\rho} \int_{\varphi}^{\varphi+d\varphi} d\Phi \quad (\text{A2.35})$$

$$\frac{1}{L} = \frac{1}{L_S} \frac{\rho}{d\rho} \cdot d\Phi \quad (\text{A2.36})$$

$$L = L_S \frac{1}{\rho} \frac{d\rho}{d\Phi} \quad (\text{A2.37})$$

Anexa A3

Configurații salfazice cvadrilaterale ortogonale

Ecuțiile de curent după axa Oy:

$$i\left(x, y + \frac{\partial y}{2}\right) = \frac{u\left(x, y + \frac{\partial y}{2}\right) - u(x, y)}{\frac{R_S + j\omega \cdot L_S}{2}} \quad (\text{A3.1})$$

$$i\left(x, y - \frac{\partial y}{2}\right) = \frac{u(x, y) - u\left(x, y - \frac{\partial y}{2}\right)}{\frac{R_S + j\omega \cdot L_S}{2}} \quad (\text{A3.2})$$

Ecuțiile de curent și tensiune scrise după axa Ox:

$$i\left(x - \frac{\partial x}{2}, y\right) = \frac{u\left(x - \frac{\partial x}{2}, y\right) - u(x, y)}{\frac{R_S + j\omega \cdot L_S}{2}} \quad (\text{A3.3})$$

$$i\left(x + \frac{\partial x}{2}, y\right) = \frac{u(x, y) - u\left(x + \frac{\partial x}{2}, y\right)}{\frac{R_S + j\omega \cdot L_S}{2}} \quad (\text{A3.4})$$

$$i\left(x - \frac{\partial x}{2}, y\right) = i\left(x + \frac{\partial x}{2}, y\right) + u(x, y) \cdot (G + j\omega \cdot C) \quad (\text{A3.5})$$

$$i\left(x - \frac{\partial x}{2}, y\right) = i\left(x + \frac{\partial x}{2}, y\right) + u(x, y) \cdot (G_S + j\omega \cdot C_S) \cdot \partial x \cdot \partial y \quad (\text{A3.6})$$

$$u(x, y) = -\frac{i\left(x + \frac{\partial x}{2}, y\right) - i\left(x - \frac{\partial x}{2}, y\right)}{(G_S + j\omega \cdot C_S) \cdot \partial x \cdot \partial y} \quad (\text{A3.7})$$

$$u(x, y) = -2 \frac{i\left(x + \frac{\partial x}{2}, y\right) - i(x, y) + i(x, y) - i\left(x - \frac{\partial x}{2}, y\right)}{2 \cdot (G_S + j\omega \cdot C_S) \cdot \partial x \cdot \partial y} \quad (\text{A3.8})$$

$$u(x, y) = - \frac{\frac{i\left(x + \frac{\partial x}{2}, y\right) - i(x, y)}{\frac{\partial x}{2}} + \frac{i(x, y) - i\left(x - \frac{\partial x}{2}, y\right)}{\frac{\partial x}{2}}}{2 \cdot (G_S + j\omega \cdot C_S) \cdot \partial x \cdot \partial y} \quad (\text{A3.9})$$

Ecuția diferențială de ordinul I pentru tensiune:

$$u(x, y) = - \frac{1}{(G_S + j\omega \cdot C_S) \cdot \partial y} \cdot \frac{\partial}{\partial x} i(x, y) \quad (\text{A3.10})$$

Determinarea ecuației diferențiale pentru curent:

$$2 \cdot i(x, y) = 2 \frac{u(x, y) - u\left(x + \frac{\partial x}{2}, y\right) + u\left(x - \frac{\partial x}{2}, y\right) - u(x, y)}{R_S + j\omega \cdot L_S} \quad (\text{A3.11})$$

$$i(x, y) = - \frac{u\left(x + \frac{\partial x}{2}, y\right) - u(x, y) + u(x, y) - u\left(x - \frac{\partial x}{2}, y\right)}{R_S + j\omega \cdot L_S} \quad (\text{A3.12})$$

$$i(x, y) = - \frac{u\left(x + \frac{\partial x}{2}, y\right) - u(x, y) + u(x, y) - u\left(x - \frac{\partial x}{2}, y\right)}{(R_S + j\omega \cdot L_S) \cdot \frac{\partial x}{\partial y}} \quad (\text{A3.13})$$

Ecuția diferențială de ordinul I pentru curent:

$$i(x, y) = - \frac{\partial y}{R_S + j\omega \cdot L_S} \cdot \frac{\partial}{\partial x} u(x, y) \quad (\text{A3.14})$$

Ecuția diferențială de ordinul II pentru tensiune și constanta de propagare:

$$\frac{\partial}{\partial x} i(x, y) = - \frac{\partial y}{R_S + j\omega \cdot L_S} \cdot \frac{\partial^2}{\partial x^2} u(x, y) \quad (\text{A3.15})$$

$$u(x, y) = \frac{1}{(G_S + j\omega \cdot C_S) \cdot \partial y} \cdot \frac{\partial y}{R_S + j\omega \cdot L_S} \cdot \frac{\partial^2}{\partial x^2} u(x, y) \quad (\text{A3.16})$$

$$\frac{\partial^2}{\partial x^2} u(x, y) - (G_S + j\omega \cdot C_S) \cdot (R_S + j\omega \cdot L_S) \cdot u(x, y) = 0 \quad (\text{A3.17})$$

$$\gamma = \sqrt{(G_S + j\omega \cdot C_S) \cdot (R_S + j\omega \cdot L_S)} \quad (\text{A3.18})$$

$$\frac{\partial^2}{\partial x^2} u(x, y) - \gamma^2 \cdot u(x, y) = 0 \quad (\text{A3.19})$$

Ecuția diferențială de curent de ordinul II:

$$\frac{\partial^2}{\partial x^2} i(x, y) - \gamma^2 \cdot i(x, y) = 0 \quad (\text{A3.20})$$

Soluțiile undelor de tensiune și de curent:

$$u(x, y) = U_0^D \cdot e^{-\gamma \cdot x} + U_0^R \cdot e^{\gamma \cdot x} \quad (\text{A3.21})$$

$$i(x, y) = I_0^D \cdot e^{-\gamma \cdot x} + I_0^R \cdot e^{\gamma \cdot x} \quad (\text{A3.22})$$

Determinarea impedanței caracteristice:

$$u_D(x, y) = Z_C \cdot i_D(x, y) \quad (\text{A3.23})$$

$$\frac{\partial}{\partial x} u_D(x, y) = Z_C \cdot \frac{\partial}{\partial x} i_D(x, y) \quad (\text{A3.24})$$

$$u_D(x, y) = -\frac{1}{Z_C} \cdot \frac{1}{(G_S + j\omega \cdot C_S) \cdot \partial y} \cdot \frac{\partial}{\partial x} u_D(x, y) \quad (\text{A3.25})$$

$$\frac{\partial}{\partial x} u_D(x, y) = -\gamma \cdot U_0^D \cdot e^{-\gamma \cdot x} \quad (\text{A3.26})$$

$$U_0^D \cdot e^{-\gamma \cdot x} = \frac{\gamma \cdot U_0^D \cdot e^{-\gamma \cdot x}}{(G_S + j\omega \cdot C_S) \cdot \partial y \cdot Z_C} \quad (\text{A3.27})$$

$$Z_C = \frac{1}{\partial y} \cdot \frac{\gamma}{G_S + j\omega \cdot C_S} \quad (\text{A3.28})$$

$$Z_C = \frac{1}{L_G} \cdot \sqrt{\frac{R_S + j\omega \cdot L_S}{G_S + j\omega \cdot C_S}} \quad (\text{A3.29})$$

Anexa A4

Discuri salfazice

Discuri salfazice generale:

Determinarea ecuațiilor diferențiale:

$$i(\rho, \varphi) = 2 \cdot \frac{u(\rho, \varphi) - u\left(\rho + \frac{\partial \rho}{2}, \varphi\right)}{R + j\omega \cdot L} \quad (\text{A4.1})$$

$$i(\rho, \varphi) = i(\rho + \partial \rho, \varphi) + u\left(\rho + \frac{\partial \rho}{2}, \varphi\right) \cdot (G + j\omega \cdot C) \quad (\text{A4.2})$$

$$i(\rho, \varphi) = -\frac{u\left(\rho + \frac{\partial \rho}{2}, \varphi\right) - u(\rho, \varphi)}{\frac{\partial \rho}{2}} \cdot \frac{\rho \cdot \partial \varphi}{R_S + j\omega \cdot L_S} \quad (\text{A4.3})$$

$$u\left(\rho + \frac{\partial \rho}{2}, \varphi\right) = -\frac{i(\rho + \partial \rho, \varphi) - i(\rho, \varphi)}{\partial \rho} \cdot \frac{1}{\rho \cdot \partial \varphi} \cdot \frac{1}{G_S + j\omega \cdot C_S} \quad (\text{A4.4})$$

Ecuațiile diferențiale de ordinul I pentru tensiune și curent:

$$\frac{\partial}{\partial \rho} u(\rho, \varphi) = -i(\rho, \varphi) \cdot \frac{R_S + j\omega \cdot L_S}{\rho \cdot \partial \varphi} \quad (\text{A4.5})$$

$$\frac{\partial}{\partial \rho} i(\rho, \varphi) = -u(\rho, \varphi) \cdot \rho \cdot \partial \varphi \cdot (G_S + j\omega \cdot C_S) \quad (\text{A4.6})$$

Ecuația diferențială de ordin II pentru tensiune și constanta de propagare:

$$\frac{\partial^2}{\partial \rho^2} u(\rho, \varphi) = -\frac{R_S + j\omega \cdot L_S}{\rho \cdot \partial \varphi} \cdot \left(\frac{\partial}{\partial \rho} i(\rho, \varphi) - \frac{1}{\rho} \cdot i(\rho, \varphi) \right) \quad (\text{A4.7})$$

$$\frac{\partial^2}{\partial \rho^2} u(\rho, \varphi) = u(\rho, \varphi) \cdot (G_S + j\omega \cdot C_S) \cdot (R_S + j\omega \cdot L_S) - \frac{\partial}{\partial \rho} u(\rho, \varphi) \quad (\text{A4.8})$$

$$\frac{\partial^2}{\partial \rho^2} u(\rho, \varphi) + \frac{1}{\rho} \cdot \frac{\partial}{\partial \rho} u(\rho, \varphi) - \gamma^2 \cdot u(\rho, \varphi) = 0 \quad (\text{A4.9})$$

$$\gamma^2 = (G_S + j\omega \cdot C_S) \cdot (R_S + j\omega \cdot L_S) \quad (\text{A4.10})$$

Ecuația diferențială de ordin II pentru curent:

$$\frac{\partial^2}{\partial \rho^2} i(\rho, \varphi) = -\rho \cdot \partial \varphi \cdot (G_S + j\omega \cdot C_S) \cdot \left(\frac{\partial}{\partial \rho} u(\rho, \varphi) + \frac{1}{\rho} \cdot u(\rho, \varphi) \right) \quad (\text{A4.11})$$

$$\frac{\partial^2}{\partial \rho^2} i(\rho, \varphi) = i(\rho, \varphi) \cdot (R_S + j\omega \cdot L_S) \cdot (G_S + j\omega \cdot C_S) + \frac{\partial}{\partial \rho} i(\rho, \varphi) \quad (\text{A4.12})$$

$$\frac{\partial^2}{\partial \rho^2} i(\rho, \varphi) - \frac{1}{\rho} \cdot \frac{\partial}{\partial \rho} i(\rho, \varphi) - \gamma^2 \cdot i(\rho, \varphi) = 0 \quad (\text{A4.13})$$

Artificiu de calcul pentru constanta de propagare (în cazul compensării perfecte a pierderilor suprafeței):

$$\gamma^2 = j^2 \omega^2 \cdot C_S \cdot L_S \quad (\text{A4.14})$$

$$\gamma = j\omega \cdot \sqrt{C_S \cdot L_S} \quad (\text{A4.15})$$

$$\gamma^2 = j^2 \gamma_i^2 \Rightarrow \gamma_i^2 = -\gamma^2 \quad (\text{A4.16})$$

Ecuțiile diferențiale de ordin II pentru tensiune și curent – unda cilindrică:

$$\frac{\partial^2}{\partial \rho^2} u(\rho, \varphi) + \frac{1}{\rho} \cdot \frac{\partial}{\partial \rho} u(\rho, \varphi) + \gamma_i^2 \cdot u(\rho, \varphi) = 0 \quad (\text{A4.17})$$

$$\frac{\partial^2}{\partial \rho^2} i(\rho, \varphi) - \frac{1}{\rho} \cdot \frac{\partial}{\partial \rho} i(\rho, \varphi) + \gamma_i^2 \cdot i(\rho, \varphi) = 0 \quad (\text{A4.18})$$

Funcțiile Bessel soluții pentru ecuațiile discului general:

$$J_0(r) = \frac{2}{\pi} \int_0^\infty \sin(r \cdot \cosh \theta) d\theta \quad (\text{A4.19})$$

$$Y_0(r) = -\frac{2}{\pi} \int_0^\infty \cos(r \cdot \cosh \theta) d\theta \quad (\text{A4.20})$$

Funcțiile Hankel – unda directă și inversă pentru discul de transmisie:

$$H_0^{(1)}(r) = J_0(r) + j \cdot Y_0(r) \quad (\text{A4.21})$$

$$H_0^{(2)}(r) = J_0(r) - j \cdot Y_0(r) \quad (\text{A4.22})$$

Soluțiile pentru undele de tensiune și de curent (și funcțiile Hankel de ordinul 1):

$$u(\rho, \varphi) = U_0^D \cdot H_0^{(1)}(\gamma_i \cdot \rho) + U_0^R \cdot H_0^{(2)}(\gamma_i \cdot \rho) \quad (\text{A4.23})$$

$$i(\rho, \varphi) = I_0^D \cdot \rho \cdot H_1^{(1)}(\gamma_i \cdot \rho) + I_0^R \cdot \rho \cdot H_1^{(2)}(\gamma_i \cdot \rho) \quad (\text{A4.24})$$

$$H_1^{(1)}(r) = J_1(r) + j \cdot Y_1(r) \quad (\text{A4.25})$$

$$H_1^{(2)}(r) = J_1(r) - j \cdot Y_1(r) \quad (\text{A4.26})$$

Configurația de undă staționară la propagarea undei de tensiune:

$$u(\rho) = U_0^D \cdot e^{j\omega \cdot t} \cdot (J_0(\gamma_i \cdot \rho) + j \cdot Y_0(\gamma_i \cdot \rho)) \quad (\text{A4.27})$$

$$u(\rho) = \frac{2 \cdot U_0^D \cdot e^{j\omega \cdot t}}{\pi} \int_0^\infty (\sin(\gamma_i \cdot \rho \cdot \cosh \theta) - j \cos(\gamma_i \cdot \rho \cdot \cosh \theta)) d\theta \quad (\text{A4.28})$$

$$u(\rho) = \frac{2 \cdot U_0^D}{j \cdot \pi} \int_0^\infty e^{j \cdot (\gamma_s \cdot \rho \cdot \cosh \theta + \omega \cdot t)} d\theta \quad (\text{A4.29})$$

Discuri pseuo-ortogonale:

Parametrii discului pseudo-ortogonal:

$$\frac{1}{\rho} \cdot \frac{R'_S(\rho)}{\partial \varphi} \cdot \partial \rho = R_{SL} \cdot \frac{\partial \rho}{\partial \varphi} \quad (\text{A4.30})$$

$$R'_S(\rho) = \rho \cdot R_{SL} \quad (\text{A4.31})$$

$$C'_S(\rho) = \frac{C_{SL}}{\rho} \quad (\text{A4.32})$$

$$G'_S(\rho) = \frac{G_{SL}}{\rho} \quad (\text{A4.33})$$

$$L'_S(\rho) = L_{SL} \cdot \rho \quad (\text{A4.34})$$

Ecuatiile diferențiale de ordinul I pentru curent și tensiune pentru discul simulat:

$$\frac{\partial}{\partial \rho} u(\rho, \varphi) = -i(\rho, \varphi) \cdot \frac{R'_S(\rho) + j\omega \cdot L'_S(\rho)}{\rho \cdot \partial \varphi} \quad (\text{A4.35})$$

$$\frac{\partial}{\partial \rho} i(\rho, \varphi) = -u(\rho, \varphi) \cdot \rho \cdot \partial \varphi \cdot (G'_S(\rho) + j\omega \cdot C'_S(\rho)) \quad (\text{A4.36})$$

$$\frac{\partial}{\partial \rho} u(\rho, \varphi) = -i(\rho, \varphi) \cdot \frac{R_{SL} + j\omega \cdot L_{SL}}{\partial \varphi} \quad (\text{A4.37})$$

$$\frac{\partial}{\partial \rho} i(\rho, \varphi) = -u(\rho, \varphi) \cdot \partial \varphi \cdot (G_{SL} + j\omega \cdot C_{SL}) \quad (\text{A4.38})$$

Ecuatiile de ordin II și constanta de propagare:

$$\frac{\partial^2}{\partial \rho^2} u(\rho, \varphi) - \gamma^2 \cdot u(\rho, \varphi) = 0 \quad (\text{A4.39})$$

$$\frac{\partial^2}{\partial \rho^2} i(\rho, \varphi) - \gamma^2 \cdot i(\rho, \varphi) = 0 \quad (\text{A4.40})$$

$$\gamma = \sqrt{(G_{SL} + j\omega \cdot C_{SL}) \cdot (R_{SL} + j\omega \cdot L_{SL})} \quad (\text{A4.41})$$

$$\gamma = \sqrt{(G_S + j\omega \cdot C_S) \cdot (R_S + j\omega \cdot L_S)} \quad (\text{A4.42})$$

Soluțiile ecuațiilor diferențiale pentru unda de tensiune și de curent:

$$u(\rho, \varphi) = U_0^D \cdot e^{-\gamma \cdot \rho} + U_0^R \cdot e^{\gamma \cdot \rho} \quad (\text{A4.43})$$

$$i(\rho, \varphi) = I_0^D \cdot e^{-\gamma \cdot \rho} + I_0^R \cdot e^{\gamma \cdot \rho} \quad (\text{A4.44})$$

Impedanța caracteristică:

$$U_0^D \cdot e^{-\gamma \cdot \rho} = \frac{\gamma \cdot U_0^D \cdot e^{-\gamma \cdot \rho}}{(G_{SL} + j\omega \cdot C_{SL}) \cdot \partial \varphi \cdot Z_C} \quad (\text{A4.45})$$

$$Z_C = \frac{1}{\partial\varphi} \cdot \sqrt{\frac{R_{SL} + j\omega \cdot L_{SL}}{G_{SL} + j\omega \cdot C_{SL}}} \quad (\text{A4.46})$$

$$Z_C = \frac{1}{\varphi} \cdot \sqrt{\frac{R_{SL} + j\omega \cdot L_{SL}}{G_{SL} + j\omega \cdot C_{SL}}} \quad (\text{A4.47})$$

$$Z_C = \frac{1}{\varphi} \cdot \frac{1}{1m} \cdot \sqrt{\frac{R_S + j\omega \cdot L_S}{G_S + j\omega \cdot C_S}} \quad (\text{A4.48})$$

Discuri pseudo-sferice:

Parametrii discului pseudo-sferic:

$$\frac{1}{\rho} \cdot \frac{R'_S(\rho)}{\partial\varphi} \cdot \partial\rho = \frac{1}{\rho^2} \cdot R_{SS} \cdot \frac{\partial\rho}{\partial\varphi} \quad (\text{A4.49})$$

$$R'_S(\rho) = \frac{1}{\rho} \cdot R_{SS} \quad (\text{A4.50})$$

$$C'_S(\rho) = \rho \cdot C_{SS} \quad (\text{A4.51})$$

$$G'_S(\rho) = \rho \cdot G_{SS} \quad (\text{A4.52})$$

$$L'_S(\rho) = \frac{L_{SS}}{\rho} \quad (\text{A4.53})$$

Ecuatiile diferențiale de ordin I pentru tensiune și curent:

$$\frac{\partial}{\partial\rho} u(\rho, \varphi) = -i(\rho, \varphi) \cdot \frac{R_{SS} + j\omega \cdot L_{SS}}{\rho^2 \cdot \partial\varphi} \quad (\text{A4.54})$$

$$\frac{\partial}{\partial\rho} i(\rho, \varphi) = -u(\rho, \varphi) \cdot \rho^2 \cdot \partial\varphi \cdot (G_{SS} + j\omega \cdot C_{SS}) \quad (\text{A4.55})$$

Ecuatia diferențială de ordin II pentru tensiune și constanta de propagare:

$$\frac{\partial^2}{\partial\rho^2} u(\rho, \varphi) = -\frac{R_{SS} + j\omega \cdot L_{SS}}{\rho^2 \cdot \partial\varphi} \cdot \left(\frac{\partial}{\partial\rho} i(\rho, \varphi) - \frac{2}{\rho} \cdot i(\rho, \varphi) \right) \quad (\text{A4.56})$$

$$\frac{\partial^2 u(\rho, \varphi)}{\partial\rho^2} = u(\rho, \varphi) (R_{SS} + j\omega \cdot L_{SS}) (G_{SS} + j\omega \cdot C_{SS}) - \frac{2}{\rho} \frac{\partial u(\rho, \varphi)}{\partial\rho} \quad (\text{A4.57})$$

$$\frac{\partial^2}{\partial\rho^2} u(\rho, \varphi) + \frac{2}{\rho} \cdot \frac{\partial}{\partial\rho} u(\rho, \varphi) - \gamma^2 \cdot u(\rho, \varphi) = 0 \quad (\text{A4.58})$$

$$\gamma = \sqrt{(R_{SS} + j\omega \cdot L_{SS}) \cdot (G_{SS} + j\omega \cdot C_{SS})} \quad (\text{A4.59})$$

$$\gamma = \sqrt{(R_S + j\omega \cdot L_S) \cdot (G_S + j\omega \cdot C_S)} \quad (\text{A4.60})$$

Determinarea ecuației diferențiale de ordin II pentru unda de curent:

$$\frac{\partial^2 i(\rho, \varphi)}{\partial\rho^2} = -\rho^2 \cdot \partial\varphi \cdot (G_{SS} + j\omega \cdot C_{SS}) \cdot \left(\frac{\partial u(\rho, \varphi)}{\partial\rho} + \frac{2}{\rho} \cdot u(\rho, \varphi) \right) \quad (\text{A4.61})$$

$$\frac{\partial^2 i(\rho, \varphi)}{\partial\rho^2} = i(\rho, \varphi) (R_{SS} + j\omega \cdot L_{SS}) (G_{SS} + j\omega \cdot C_{SS}) + \frac{2}{\rho} \frac{\partial i(\rho, \varphi)}{\partial\rho} \quad (\text{A4.62})$$

$$\frac{\partial^2 i(\rho, \varphi)}{\partial \rho^2} - \frac{2}{\rho} \cdot \frac{\partial i(\rho, \varphi)}{\partial \rho} - \gamma^2 \cdot i(\rho, \varphi) = 0 \quad (\text{A4.63})$$

Soluția pentru unda de tensiune:

$$u(\rho, \varphi) = -\frac{U_0^D}{\gamma \cdot \rho} \cdot e^{-\gamma \cdot \rho} + \frac{U_0^R}{\gamma \cdot \rho} \cdot e^{\gamma \cdot \rho} \quad (\text{A4.64})$$

Determinarea soluției pentru unda directă de curent:

$$i_D(\rho, \varphi) = -\frac{\partial}{\partial \rho} u_D(\rho, \varphi) \cdot \frac{\rho^2 \cdot \partial \varphi}{R_{SS} + j\omega \cdot L_{SS}} \quad (\text{A4.65})$$

$$\frac{\partial}{\partial \rho} u_D(\rho, \varphi) = \frac{U_0^D}{\gamma \cdot \rho^2} \cdot e^{-\gamma \cdot \rho} \cdot (1 + \gamma \cdot \rho) \quad (\text{A4.66})$$

$$i_D(\rho, \varphi) = -\frac{U_0^D}{\gamma \cdot \rho^2} \cdot e^{-\gamma \cdot \rho} \cdot (1 + \gamma \cdot \rho) \cdot \frac{\rho^2 \cdot \partial \varphi}{R_{SS} + j\omega \cdot L_{SS}} \quad (\text{A4.67})$$

$$i_D(\rho, \varphi) = I_0^D \cdot e^{-\gamma \cdot \rho} \cdot \frac{1 + \gamma \cdot \rho}{\gamma} \quad (\text{A4.68})$$

Determinarea soluției pentru unda inversă de curent:

$$\frac{\partial}{\partial \rho} u_R(\rho, \varphi) = -\frac{U_0^R}{\gamma \cdot \rho^2} \cdot e^{\gamma \cdot \rho} \cdot (1 - \gamma \cdot \rho) \quad (\text{A4.69})$$

$$i(\rho, \varphi) = \frac{U_0^R}{\gamma \cdot \rho^2} \cdot e^{\gamma \cdot \rho} \cdot (1 - \gamma \cdot \rho) \cdot \frac{\rho^2 \cdot \partial \varphi}{R_{SS} + j\omega \cdot L_{SS}} \quad (\text{A4.70})$$

$$i_R(\rho, \varphi) = I_0^R \cdot e^{\gamma \cdot \rho} \cdot \frac{1 - \gamma \cdot \rho}{\gamma} \quad (\text{A4.71})$$

Soluția ecuației pentru unda de curent pseudo-sferică:

$$i(\rho, \varphi) = I_0^D \cdot e^{-\gamma \cdot \rho} \cdot \frac{1 + \gamma \cdot \rho}{\gamma} + I_0^R \cdot e^{\gamma \cdot \rho} \cdot \frac{1 - \gamma \cdot \rho}{\gamma} \quad (\text{A4.72})$$

Impedanța caracteristică pentru unda directă:

$$Z_C = \frac{u_D(\rho, \varphi)}{i_D(\rho, \varphi)} \quad (\text{A4.73})$$

$$u_D(\rho, \varphi) = -\frac{\partial}{\partial \rho} u_D(\rho, \varphi) \cdot \frac{\rho^2 \cdot \partial \varphi}{R_{SS} + j\omega \cdot L_{SS}} \cdot Z_C \quad (\text{A4.74})$$

$$-\frac{U_0^D}{\gamma \cdot \rho} \cdot e^{-\gamma \cdot \rho} = -\frac{U_0^D}{\rho^2} \cdot e^{-\gamma \cdot \rho} \cdot \frac{1 + \gamma \cdot \rho}{\gamma} \cdot \frac{\rho^2 \cdot \partial \varphi}{R_{SS} + j\omega \cdot L_{SS}} \cdot Z_C \quad (\text{A4.75})$$

$$Z_C = \frac{1}{(1 + \gamma \cdot \rho) \cdot \rho} \cdot \frac{R_{SS} + j\omega \cdot L_{SS}}{\partial \varphi} \quad (\text{A4.76})$$

$$Z_{CD} = \frac{1}{\varphi} \cdot \frac{\gamma}{(1 + \gamma \cdot \rho) \cdot \rho} \cdot \sqrt{\frac{R_{SS} + j\omega \cdot L_{SS}}{G_{SS} + j\omega \cdot C_{SS}}} \quad (\text{A4.77})$$

$$Z_{CD} = \frac{1m}{\varphi} \cdot \frac{\gamma}{(1 + \gamma \cdot \rho) \cdot \rho} \cdot \sqrt{\frac{R_S + j\omega \cdot L_S}{G_S + j\omega \cdot C_S}} \quad (\text{A4.78})$$

Impedanța caracteristică pentru undă inversă:

$$Z_C = -\frac{u_R(\rho, \varphi)}{i_R(\rho, \varphi)} \quad (\text{A4.79})$$

$$\frac{U_0^D}{\rho} \cdot e^{\gamma \cdot \rho} = \frac{U_0^D}{\rho^2} \cdot e^{\gamma \cdot \rho} \cdot (\gamma \cdot \rho - 1) \cdot \frac{\rho^2 \cdot \partial \varphi}{R_{SS} + j\omega \cdot L_{SS}} \cdot Z_C \quad (\text{A4.80})$$

$$Z_C = \frac{1}{(\gamma \cdot \rho - 1) \cdot \rho} \cdot \frac{R_{SS} + j\omega \cdot L_{SS}}{\partial \varphi} \quad (\text{A4.81})$$

$$Z_{CR} = \frac{1}{\varphi} \cdot \frac{\gamma}{(\gamma \cdot \rho - 1) \cdot \rho} \cdot \sqrt{\frac{R_{SS} + j\omega \cdot L_{SS}}{G_{SS} + j\omega \cdot C_{SS}}} \quad (\text{A4.82})$$

$$Z_{CR} = \frac{1m}{\varphi} \cdot \frac{\gamma}{(\gamma \cdot \rho - 1) \cdot \rho} \cdot \sqrt{\frac{R_S + j\omega \cdot L_S}{G_S + j\omega \cdot C_S}} \quad (\text{A4.83})$$

Stabilirea configurației de undă staționară:

$$u(\rho, \varphi) = -\frac{U_0^D}{\gamma \cdot \rho} \cdot e^{-\gamma \cdot \rho} + \frac{U_0^D}{\gamma \cdot \rho} \cdot e^{\gamma \cdot \rho} \quad (\text{A4.84})$$

$$u(\rho, \varphi) = \frac{U_0^D}{j \cdot \beta \cdot \rho} \cdot (-e^{-j \cdot \beta \cdot \rho} + e^{j \cdot \beta \cdot \rho}) \quad (\text{A4.85})$$

$$u(\rho, \varphi) = \frac{U_0^D}{j \cdot \beta \cdot \rho} \cdot 2 \cdot j \cdot \sin(\beta \cdot \rho) \quad (\text{A4.86})$$

$$u(\rho, \varphi) = 2 \cdot U_0^D \cdot \text{sinc}(\beta \cdot \rho) \quad (\text{A4.87})$$

Referințe

- [1] Gheorghe Ștefan, „*Circuite și sisteme digitale*”, editura Tehnică, București, 2000
- [2] Neil H. E Weste, Kamram Eshraghian, „*Principles of CMOS VLSI Design, A System Perspective*”, Second Edition, editura Addison-Wesley Publishing Company, 1994\
- [3] Andrei Pașca, „The Impact of Transistor Matching on Clock Signal Skew”, Lucrările sesiunii de comunicări științifice „Doctor ETc 2009”, 24-25 Septembrie 2009**
- [4] Robert H. Dennard, Fritz H. Gaensslen, Hwa-Nien Yu, V. Leo Rideout, Ernest Bassous, Andre R. LeBlanc, „*Design of Ion-Implanted MOSFETS with Very Small Physical Dimensions*”, IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. sc-9, nr. 5, octombrie 1974.
- [5] Erik De Man, Matthias Schöbinger, „*Power Dissipation in the Clock System of highly pipelined ULSI CMOS Circuits*”, Proceedings International Workshop on Low-Power Design, Aprilie 1994
- [6] Hirotsugu Kojima, Satoshi Tanaka, Katsuro Sasaki, „*Half-Swing Clocking Scheme for 75% Power Saving in Clocking Circuitry*”, Symposium on VLSI Circuits, Digest of Technical Papers, 1994
- [7] Hiroshi Kawaguchi, Takayasu Sakurai, „*A Reduced Clock-Swing Flip-Flop (RCSFF) for 63% Power Reduction*”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 33, nr. 5, 1998
- [8] Eby G. Friedman „*Clock Distribution Networks in Synchronous Digital Integrated Circuits*”, Proceedings of the IEEE, vol. 89, nr. 5, mai 2001
- [9] Kenneth D. Boese, Andrew B. Kahng, „*Zero-Skew Clock Routing Trees With Minimum Wirelength*”, Proceedings of International Conference on ASICs, septembrie 1992
- [10] R.-S. Tsay, „*An exact zero-skew clock routing algorithm*”, IEEE Transactions on Computer-Aided Design, vol. 12, pg. 242–249, februarie 1993
- [11] Gerard M Blair, „*Skew-Free Clock Distribution for Standard-Cell VLSI Designs*”, Proceedings of IEE Circuits, Devices and Systems, G, vol. 139, Nr 2, pg 265-268, aprilie 1992
- [12] Andrei Pașca, „Probleme specifice ce apar în rețelele de distribuție de clock”, lucrare de dizertație, Universitatea „Politehnica”, Timișoara, 2006**
- [13] Andrei Pașca, „Negative Impedance Converter Circuits for Integrated Clock Transmission Lines Loss Compensation”, Buletinul științific al Universității „Politehnica” din Timișoara, seria Electronică și Telecomunicații, Tom 54(68), Fascicola 1, 2009**
- [14] Andrei Pasca, Mircea Ciugudean, „Highly Efficient, Zero-Skew, Integrated Clock Distribution Networks Using Salphasic Principles”, Advances in Electrical and Computer Engineering, vol.16, nr.1, pg. 69-78, 2016**
- [15] Matthias Bußmann, Ulrich Langmann, „*Active Compensation of Interconnect Losses for Multi-GHz Clock distribution Networks*”, IEEE Transactions on Circuits and Systems –II: Analog and digital Signal Processing, vol. 39, nr. 11, pg. 790 – 798, 1992
- [16] Alan J. Drake, Kevin J. Nowka, Tuyet Y. Nguyen, Jeffrey L. Burns, Richard B. Brown, „*Resonant Clocking Using Distributed Parasitic Capacitance*”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 39, nr. 9, septembrie 2004

- [17] Steven C. Chan, Kenneth L. Shepard, Phillip J. Restle, „*Uniform-Phase Uniform-Amplitude Resonant-Load Global Clock Distributions*“, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 40, nr. 1, ianuarie 2005
- [18] Edward J. McCluskey, „*Logic Design Principles*“, editura Prentice-Hall, 1986
- [19] E. G. Friedman, „*Latching Characteristics of a CMOS Bistable Register*“, IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, Vol. CAS-40, No. 12, pp. 902-908, December 1993
- [20] J. Vlach, J. A. Barby, A. Vanneli, T. Talkhan and C. J. Shin, „*Group Delay as an Estimate of Delay Logic*“, IEEE Transactions on Computer-Aided Design, Vol. CAD-b, No. 7, pp. 949-953, July 1991
- [21] Abe Shinya, M. Hashimoto, T. Onoye, „*Clock Skew Evaluation Considering Manufacturing Variability in Mesh-Style Clock Distribution*“, 9th International Symposium on Quality Electronic Design, 2008, publicat la 17-19 Martie 2008, pg. 520-525
- [22] Hamid Mahmoodi, Saibal Mukhopadhyay, Kaushik Roy, „*Estimation of Delay Variations due to Random-Dopant Fluctuations in Nanoscale CMOS Circuits*“, IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. 40, nr. 9, septembrie 2005
- [23] Scott Thompson, Paul Packan, Mark Bohr, „*MOS Scaling: Transistor Challenges for the 21st Century*“, Intel Technology Journal, trimestrul 3, 1998
- [24] Tim Fischer, Jayen Desai, Bruce Doyle, Samuel Naffziger, Ben Patella, „*A 90-nm Variable Frequency Clock System for a Power-Managed Itanium Architecture Processor*“, IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. 41, nr. 1, ianuarie 2006
- [25] H. B. Bakoglu, I. D. Meindl, „*Optimal Interconnection Circuits for VLSI*“, IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. ED-32, No. 5, pp. 903-909, May 1985
- [26] Y. P. Chen, D. F. Wong, „*An Algorithm for Zero-Skew Clock Tree Routing with Buffer Insertion*“, Proceedings of European Design and Test Conference 1996 ED&TC 96, 11 - 14 martie, Paris, 1996
- [27] M.J.M. Pelgrom, A.C.J. Duinmaijer, A.P.G. Welbers, „*Matching properties of MOS transistors*“, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 24, Issue 5, octombrie 1989, pg. 1433 - 1439
- [28] M.J.M. Pelgrom, H.P.Tuinhout, M. Vertregt, „*Transistor matching in analog CMOS applications*“, International Electron Devices Meeting, 1998, IEDM '98 Technical Digest, publicat 6-9 decembrie 1998, pg. 915-918
- [29] Behzad Razavi, „*Design of Analog CMOS Integrated Circuits*“, editura McGraw-Hill, 2001.
- [30] YS. Kwon, IC. Park and CM. Kyung, „*A New Single-Clock Flip-Flop for Half-Swing Clocking*“, Proceedings of the ASP-DAC '99 Design Automation Conference, Asia and South Pacific, volumul 1, pg. 117 - 120, Wanchai, 18-21 ianuarie 1999.
- [31] C. Kim, S. King, „*A Low-Swing Clock Double-Edge Triggered Flip-Flop*“, IEEE Journal of Solid-State Circuits, volumul 37, nr. 5, pg. 648-652, mai 2002
- [32] D. Levacq, M. Yazid, H. Kawaguchi, M. Takamiya, T. Sakurai, „*Half V_{DD} Clock-Swing Flip-Flop with Reduced Contention for up to 60% Power Saving in Clock Distribution*“, 33rd European Solid State Circuits Conference ESSCIRC 2007, pg. 190 - 193, Muenchen, 11-13 septembrie 2007
- [33] K. Mohammad, B. Liu, S. Agaian, „*Energy efficient swing signal generation circuits for clock distribution networks*“, IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics SMC 2009, pg. 3495 - 3498, San Antonio Texas - S.U.A., 11-14 octombrie 2009
- [34] S. Esmaeili, A. J. Al-Kahlili, G.E.R. Cowan, „*Low-Swing Differential Conditional Capturing Flip-Flop for LC Resonant Clock Distribution Networks*“, IEEE Transactions

- on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, volumul 20, apariția 8, pg. 1547 - 1551, 2011
- [35] V. Gutnik, A. P. Chandrakasan, „Active GHz Clock Network Using Distributed PLLs”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, volum 35, nr. 11, pg. 1553-1560, noiembrie 2000
- [36] H.-A. Tanaka, A. Hasegawa, H. Mizuno, T. Endo, „Synchronizability of Distributed Clock Oscillators”, IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, volum 49, nr.9, pg. 1271-1278, septembrie 2002
- [37] S. Naffziger, B. Stackhouse, T. Grutkowski, D. Josephson, J. Desai, E. Alon and M. Horowitz „The Implementation of a 2-Core, Multi-Threaded Itanium Family Processor”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, volum 41, pg. 197-209, nr. 1, ianuarie 2006
- [38] C. M. Lee and B. T. Murphy, „Trimmable Loading Elements to Control Clock Skew”, US4639615, 27 ianuarie, 2007
- [39] E. Takahashi, Y. Kasai, M. Murakawa, T. Higuchi, „Post-Fabrication Clock-Timing Adjustment Using Genetic Algorithms”, IEEE JSSC, volum 39, nr. 4, pg. 643-650, aprilie 2004
- [40] J. Wood, T. C. Edwards, S. Lipa, „Rotary Traveling-Wave Oscillator Arrays: A New Clock Technology”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, volum 36, nr. 11, pg. 1654-1665, noiembrie 2001
- [41] F. O'Mahony, C. P. Yue, M. A. Horowitz, S. S. Wong, „A 10-GHz Global Clock Distribution Using Coupled Standing-Wave Oscillators”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, volum 38, nr. 11, pg. 1813-1820, noiembrie 2003
- [42] M. Shiozaki, M. Sasaki, A. Mori, A. Iwata, H. Ikeda, „20GHz uniform-phase uniform-amplitude standing-wave clock distribution”, IEICE Electronics Express, volum 3, nr. 2, pg. 11-16, 25 ianuarie 2006
- [43] Aldo de Sabata, „Tehnica frecvențelor înalte”, editura Orizonturi Universitare, 2001
- [44] Vernon L. Chi, „Salphasic Distribution of Clock Signals for Synchronous Systems”, IEEE Transactions on Computers, vol. 43, nr. 5, pg. 597 - 602, 1994
- [45] Vernon L. Chi, „Salphasic Distribution of Timing Signals for the Synchronization of Physically Separated Entities”, US5387885, 7 februarie, 1995
- [46] Henning Braunisch, Raj Nair, Gilroy Vandentop, „Electronic Package with Integrated Clock Distribution Structure”, US6720814, 13 aprilie, 2004
- [47] Andrei Pașca, "Clock Distribution Using a Bi-dimensional Orthogonal Salphasic Structure", Proceedings of the International Conference on Circuits, Systems, Signal Processing, Communications and Computers (CSSCC 2015), pg. 40-47, Viena, 15-17 martie 2015.**
- [48] 130nm CMOS Process Technology Files
- [49] TSMC 65nm CMOS Process Technology Files
- [50] Lucian Jurca, Mircea Ciugudean, „Circuite integrate analogice”, editura Politehnica, Timișoara, 2004
- [51] Chris Toumazou, Nick Battersby, Sonia Porta, „Circuits and Systems Tutorials”, editura Wiley-IEEE Press, 1995
- [52] Andrei Pașca, „Synchronous Differential Logic Gate for Low Clock Swing Operation with Standing Wave Clock Distribution Networks”, Proceedings of the International Conference on Circuits, Systems, Signal Processing, Communications and Computers (CSSCC 2015), pg. 48-55, Viena, 15-17 martie 2015.**

-
- [53] C. C. Timoc, „*Synchronous differential logic system for hyperfrequency operation*”, patent SUA, număr US6002270 A, eliberat la 14 decembrie 1999.
- [54] M.Choi, A. Abidi „*A 6b 1.3 Gs/s A/D Converter in 0.35um CMOS*”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, volum 36, pg. 1847-1858, decembrie 2001
- [55] A. Pașca, „*Bi-dimensional Radially-Salphasic (Standing Wave) Clock Distribution*”, 2014 IEEE 20th International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME), pg. 157-162, București, 23-26 octombrie, 2014.**